Библиотека

по автоматике

Б. Н. Иванчук, Р. А. Липман,
Б. Я. Рубинов

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ТИРИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 117

Б. Н. ИВАНЧУК, Р. А. ЛИПМАН, Б. Я. РУБИНОВ

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ТИРИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Под редакцией М. Г. ЧИЛИКИНА

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

Редакционная коллегия:

И. В. Антик, А. И. Бертинов, С. Н. Вешеневский, Л. М. Закс, Н. Е. Кобринский, В. С. Кулебакин, В. С. Малов, В. Э. Низэ, А. Д. Смирнов, Б. С. Сотсков, А. С. Шаталов

УДК 621.375.4
И 18

В книге рассматриваются схемы усилителей с выходом постоянного тока на полупроводниковых управляемых вентилях с питанием от однофазных и трехфазных сетей. Дается анализ реверсивных и нереверсивных схем при активно-индуктивной нагрузке и работе на противо-э. д. с.

Книга рассчитана на инженеров и техников, работающих в области автоматизации электропривода.

Иванчук Борис Николаевич, Липман Ройджой Александрович, Рувинов Борис Яковлевич.
Электроприводы с полупроводниковым управлением *под редакцией М. Г. Чиликина.* **Тиристорные усилители постоянного тока.**
М.—Л., издательство «Энергия», 1964, 96 с. с черт. (Библиотека по автоматике, вып. 117).
Тематический план 1964 г., № 249.

Редактор *Р. А. Липман* Техн. редактор *О. П. Печёнкина*

Сдано в производство 29/VI 1964 г. Подписано к печати 9/IX 1964 г.
Т-12856 Бумага 84×108¹/₃₂ Печ. л. 4,92 Уч.-изд. л. 5,85
Тираж 22 000 экз. Цена 29 коп. Заказ 1397

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Широкое развитие средств автоматизации, осуществляемое в соответствии с принятой XXII съездом КПСС Программой партии, определило бурное развитие полупроводниковой техники.

Одним из новых полупроводниковых приборов, освоенных отечественной промышленностью в последнее время, является тиристор (полупроводниковый управляемый вентиль).

Тиристор является в настоящее время одним из наиболее эффективных элементов в технике усиления и преобразования электрических сигналов.

Принцип действия, основные характеристики, а также параметры ряда тиристоров, разработанных отечественной промышленностью, рассмотрены в одной из книг настоящей серии [Л. 5] (см. также [Л. 4, 9, 13, 14]).

Данная работа посвящена вопросам построения усилителей мощности на тиристорах с выходом постоянного тока при питании от источника переменного тока (управляемых выпрямителей). Применение тиристоров в усилительных схемах указанного типа является наиболее эффективным.

В книге рассматриваются основные варианты схем нереверсивных управляемых выпрямителей и реверсивные схемы с питанием выпрямленным напряжением и емкостным отключением.

Содержание книги далеко не исчерпывает ее названия и ограничивается в основном анализом стационарных режимов работы силовой цепи рассматриваемых усилительных схем. Ввиду ограниченного объема книги вопросы применения тиристорных усилителей в схемах электропривода рассматриваются в подготавливаемой к изданию отдельной брошюре.

Авторы приносят глубокую благодарность проф. М. Г. Чиликину и доц. В. А. Лабунцову, сделавшим ряд ценных замечаний при ознакомлении с рукописью.

Авторы

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. **Нереверсивные усилители** 5

1. Однопульсная (однополупериодная) схема 5
2. Двухпульсные (двухполупериодные) дифференциальные схемы 10
3. Двухпульсные (двухполупериодные) мостовые схемы 19
4. Трехпульсные (трехфазные однополупериодные) схемы 21
5. Шестипульсные (трехфазные двухполупериодные) схемы 28
6. Схемы с управлением на стороне переменного тока . . 31
7. Схемы с питанием тиристоров выпрямленным двухпульсным напряжением 36

Глава вторая. **Реверсивные усилители с емкостным отключением** 45

8. Общие замечания 45
9. Схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети 47
10. Схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети без нулевого провода 63
    а) Работа схемы при $\tau < \tau_к$, $C = 0$ (режим прерывистого тока) 64
    б) Работа схемы при $\tau \geqslant \tau_к$ и $C \geqslant C_к$ (режим непрерывного тока) 67
11. Схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети с нулевым проводом 74
    а) Работа схемы при $\tau < \tau_к$, $C = 0$ 74
    б) Работа схемы при $\tau \geqslant \tau_к$, $C \geqslant C_к$ 79
12. Схема с трехпульсным питанием от трехфазной сети 81
13. Схема с шестипульсным питанием от трехфазной сети 86
14. Сравнительная оценка схем с питанием выпрямленным напряжением 89

Литература 94

ГЛАВА ПЕРВАЯ

НЕРЕВЕРСИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. Однопульсная (однополупериодная) схема

Простейшая схема усилителя, состоящая из одного тиристора T, включенного последовательно с нагрузкой $R_н$, $L_н$ и источником питания переменного тока e, приведена на рис. 1,*а*. Открытие тиристора осуществляется путем подачи соответствующего сигнала на управляющий электрод в положительный полупериод напряжения питания. Запирание тиристора происходит в течение отрицательного полупериода, когда ток, протекающий через тиристор, уменьшается до величины тока отключения. Регулирование среднего значения тока нагрузки происходит за счет изменения длительности включенного состояния тиристора, что в свою очередь обеспечивается изменением момента подачи сигнала управления в течение положительного полупериода источника питания.

Рассмотрим основные соотношения, характеризующие работу схемы, полагая, что напряжение питания достаточно велико по сравнению с падением напряжения на открытом тиристоре, а токи отключения, а также прямой и обратной утечки тиристора малы по сравнению с максимальной величиной тока нагрузки. При этом тиристор можно считать «идеальным», т. е. принять, что прямое падение напряжения, токи прямой и обратной утечки, а также ток отключения равны нулю.

Рассмотрим вначале работу схемы, когда так называемый «обратный диод» $Д_0$, показанный на рис. 1,*а* пунктиром, отсутствует. Характер изменения переменных для этого случая приведен на рис. 1,*б*.

Напряжение питания принято синусоидальным:

$$e = E_m \sin \theta, \quad \theta = \omega t, \quad \omega = 2\pi f,$$

где f — частота источника питания, θ — относительное время, измеряемое в радианах или электрических градусах.

В момент времени $\theta = \alpha$ за счет сигнала управления вентиль открывается и напряжение на нагрузке $u_н$ становится равным э. д. с. источника питания. В момент времени $\theta = \beta$ ток $i_а$, протекающий через тиристор (равный в данном случае току нагрузки $i_н$), обращается в нуль и тиристор запирается; напряжение на нагрузке ста-

новится равным нулю. Запертое состояние тиристора сохраняется до момента подачи сигнала управления в следующем положительном полупериоде.

В дальнейшем величину α будем называть «углом отпирания», величину β — «углом запирания» и величину $\lambda = \beta - \alpha$ — «интервалом проводимости».

Интервал изменения угла отпирания, обеспечивающий максимально возможный диапазон изменения среднего значения напряжения (тока) нагрузки, будем называть «диапазоном управления» и

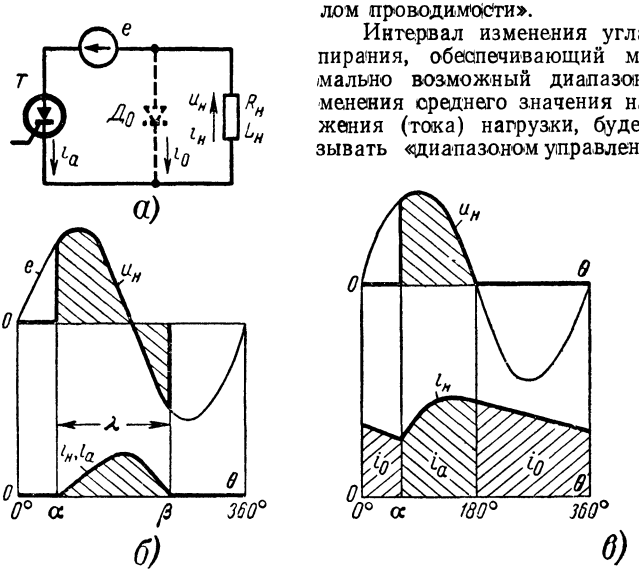


Рис. 1. *а* — однопульсная схема; *б* — временные диаграммы при отсутствии обратного диода; *в* — то же при наличии обратного диода.

обозначать α_m. В интервале проводимости справедливо уравнение

$$u_н = e = \omega L_н \frac{di_н}{d\theta} + R_н i_н = E_m \sin\theta, \qquad (1)$$

решение которого при начальном условии $\theta = \alpha$, $i_н = 0$ дает закон изменения тока нагрузки

$$i_н = \frac{E_m}{R_н} \cos\varphi \left[\sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)\, e^{-\frac{\theta-\alpha}{\tau}} \right], \qquad (2)$$

где

$$\tau = \frac{\omega L_н}{R_н} \qquad (3)$$

— относительная постоянная времени нагрузки; $\varphi = \operatorname{arctg} \tau$.

Интегрируя (1) в пределах интервала проводимости, получаем выражение для среднего значения напряжения и тока нагрузки

$$U_н = I_н R_н = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} e d\theta = \frac{E_m}{2\pi}(\cos\alpha - \cos\beta). \qquad (4)$$

Угол запирания β в функции α и τ определяется из уравнения (2) при $i_н = 0$; соответствующее семейство кривых приведено на рис. 2. Таким образом, среднее значение напряжения (тока) нагруз-

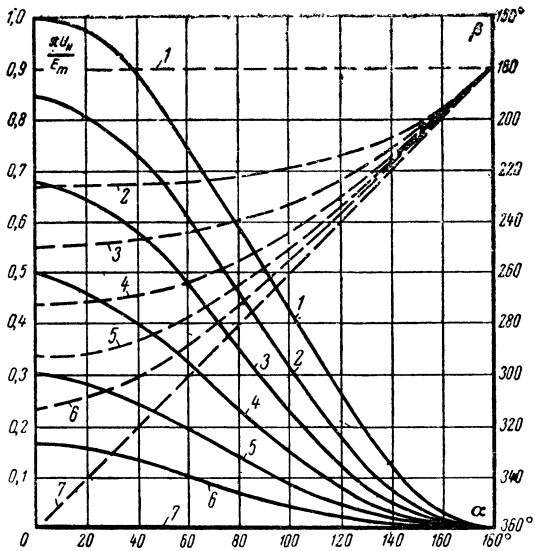


Рис. 2. Зависимости выходного напряжения $U_н$ (сплошные линии) и угла запирания β (пунктирные линии) в функции угла зажигания α для однопульсной схемы рис. 1,*а* при отсутствии обратного диода для различных значений постоянной времени нагрузки: $\tau=0$(1), $\tau=1$(2), $\tau=2$(3), $\tau=4$(4), $\tau=8$(5), $\tau=16$(6) и $\tau=\infty$(7).
При наличии обратного диода кривые, помеченные индексом 1, справедливы для любого значения τ.

ки при данном τ однозначно определяется углом отпирания α. Указанную зависимость $U_н = U_н(\alpha)$ [либо $I_н = I_н(\alpha)$] будем в дальнейшем называть «характеристикой вход — выход». Семейство характеристик вход — выход рассматриваемой схемы для различных τ приведено на рис. 2.

При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) угол запирания $\beta=180°$ и, следовательно,

$$U_н = I_н R_н = \frac{E_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha). \qquad (5)$$

При изменении угла отпирания от $\alpha=180^\circ$ (режим холостого хода) до $\alpha=0$ (режим максимальной отдачи) напряжение (ток) нагрузки изменяется от нуля до максимального значения

$$U_{\text{н.макс}} = I_{\text{н.макс}} R_{\text{н}} = \frac{E_m}{\pi} = 0{,}5E_{\text{ср}}. \tag{6}$$

С увеличением τ угол запирания увеличивается, а среднее значение напряжения $U_{\text{н}}$ соответственно уменьшается (рис. 2). Когда постоянная времени нагрузки достаточно велика по сравнению с полупериодом частоты питания

$$\tau \gg \pi, \tag{7}$$

то угол запирания приближенно равен $\beta \approx 2\pi - \alpha$. При этом уравнение (2) принимает вид:

$$i_{\text{н}} \approx \frac{E_m}{\omega L_{\text{н}}} (-\cos\theta + \cos\alpha). \tag{2а}$$

Интегрируя (2а) в пределах от α до $\beta = 2\pi - \alpha$, получаем следующее приближенное соотношение для характеристики вход — выход:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} \approx \frac{E_m}{\pi\tau} [\sin\alpha + (\pi - \alpha)\cos\alpha]. \tag{8}$$

В режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$)

$$U_{\text{н.макс}} \approx \frac{E_m}{\tau}, \quad I_{\text{н.макс}} \approx \frac{E_m}{\omega L_{\text{н}}}. \tag{9}$$

Следовательно, при «больших» τ (7) среднее значение напряжения (тока) нагрузки уменьшается примерно обратно пропорционально индуктивности нагрузки.

Условия работы силовой (анодной) цепи тиристора характеризуются максимальными значениями прямого $U_{\text{пр.макс}}$ и обратного $U_{\text{обр.макс}}$ напряжений на закрытом приборе и наибольшим значением средней рассеиваемой мощности $P_{\text{р. макс}}$. Указанные величины не должны превышать соответствующих допустимых значений $U_{\text{пр. доп}}$, $U_{\text{обр. доп}}$, $P_{\text{р. доп}}$.

При определенных допущениях величина средней за период рассеиваемой мощности может быть выражена через среднее значение анодного тока тиристора $I_{\text{а}}$ и коэффициент формы этого тока $k_{\text{ф}}$ следующим образом:

$$P_{\text{р}} = I_{\text{а}} U_0 + k_{\text{ф}}^2 I_{\text{а}}^2 r_0, \tag{10}$$

где U_0, r_0 — параметры кусочно-линейной аппроксимации прямой вольт-амперной характеристики открытого тиристора (U_0 — пороговое напряжение, r_0 — дифференциальное сопротивление прямой вольт-амперной характеристики). Для схем, рассматриваемых в настоящей главе, можно приближенно считать, что наибольшее значение рассеиваемой мощности имеет место в режиме максимальной отдачи усилителя, т. е. при $I_{\text{а}} = I_{\text{а. макс}}$.

С целью сравнительной оценки условий работы тиристора в различных схемах введем коэффициенты использования прибора по току (k_i) и по прямому ($k_п$) и обратному (k_0) напряжению, определяемые равенствами:

$$k_i = \frac{I_{н.макс}}{I_{а.макс}};\quad k_п = \frac{U_{н.макс}}{U_{пр.макс}};\quad k_0 = \frac{U_{н.макс}}{U_{обр.макс}}.$$

Величины $k_п$, k_0, k_i, а также коэффициент формы $k_ф$ определяют выбор тиристора при заданных значениях выходного напряжения и тока усилителя в режиме максимальной отдачи.

Поскольку независимо от величины τ максимальные значения прямого и обратного напряжений равны $U_{пр.макс}=U_{обр.макс}=E_m$, то согласно (9) коэффициенты использования тиристора по напряжению также уменьшаются с ростом τ:

$$k_п = k_0 = \frac{U_{н.макс}}{U_{пр.макс}} = \frac{U_{н.макс}}{U_{обр.макс}} = \frac{1}{\tau}.$$

Таким образом, в тех случаях, когда постоянная времени нагрузки относительно велика, применение рассмотренной схемы становится не целесообразным.

Существенное повышение эффективности однопульсной схемы при активно-индуктивной нагрузке достигается за счет подключения параллельно нагрузке обратного диода $Д_0$ (рис. 1,*а*).

Диод $Д_0$ «отсекает» отрицательную полуволну напряжения питания (т. е. всегда $\beta=180°$) и в результате характеристика вход — выход определяется уравнением (5) независимо от величины τ. В течение той части периода, когда управляемый вентиль заперт, ток нагрузки замыкается через диод $Д_0$. Если прямое падение напряжения на диоде равно нулю, то ток нагрузки сохраняет непрерывность при любых значениях $\alpha<180°$, $\tau>0$.

В режиме максимальной отдачи средние значения напряжения и тока нагрузки независимо от величины τ определяются согласно (6), а среднее значение тока, потребляемого от источника питания $I_с$, тока, протекающего через управляемый вентиль $I_а$, а также тока, протекающего через обратный диод I_0 при $\tau \gg \pi$ приближенно равно:

$$I_с = I_а = I_0 = \frac{I_н}{2} = \frac{E_m}{2\pi R_н}.$$

Коэффициенты использования по напряжению при наличии обратного диода независимо от величины τ становятся равными $k_0 = k_п = 1/\pi$; коэффициент использования по току и коэффициент формы тока $i_а$ при $\tau \gg \pi$ равны: $k_i = 2$, $k_ф = \sqrt{2}$.

Таким образом, включение обратного диода при $\tau \gg \pi$ приводит к увеличению выходного напряжения (тока) усилителя и коэффициентов использования по напряжению в τ/π раз, а коэффициента использования тиристора по току в 2 раза; выходная мощность усилителя увеличивается в $(\tau/\pi)^2$ раз.

Если выходной величиной считать среднее значение тока нагрузки, то передаточная функция рассматриваемой схемы при наличии обратного диода и $\tau \gg \pi$ будет соответствовать инерционному

звену первого порядка с постоянной времени, равной постоянной времени нагрузки:

$$W(p) = \frac{\Delta I_н(p)}{\Delta\alpha(p)} = \frac{k}{1 + pT_н},$$

где

$$k = \frac{\partial I_н}{\partial\alpha} = -\frac{E_m \sin\alpha}{2\pi R_н};\ T_н = \frac{L_н}{R_н}.$$

Если обратный диод отсутствует, то длительность переходного процесса при «скачке» сигнала управления не превышает периода частоты питания независимо от величины $T_н$, т. е. при отсутствии $Д_0$ однопульсную схему можно считать практически безынерционной.

Основными недостатками однопульсной схемы являются: загрузка источника питания постоянной составляющей тока, относительно низкие значения коэффициентов использования по напряжению, а также относительно высокий уровень переменной составляющей выходного напряжения. Указанные недостатки полностью или частично устраняются при переходе к многопульсным схемам выпрямления.

2. Двухпульсные (двухполупериодные) дифференциальные схемы

Наиболее распространенный вариант двухпульсной схемы, состоящей из двух тиристоров T_1, T_2 и дифференциального трансформатора (или автотрансформатора) $Тр$, изображен на рис. 3,*а*. Им-

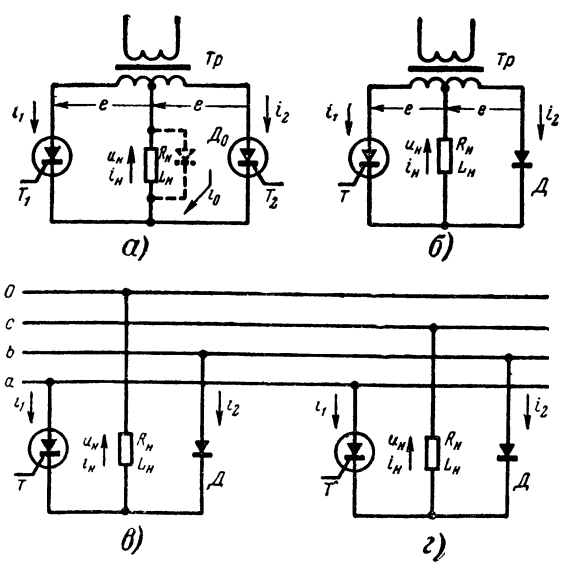


Рис. 3. Двухпульсные дифференциальные схемы.

пульсы сигнала управления открывают тиристоры T_1 и T_2 поочередно со сдвигом по фазе на 180°.

Рассмотрим работу схемы вначале при отсутствии обратного диода $Д_0$. В этом случае в зависимости от величин α и τ ток нагрузки может иметь как прерывистый, так и непрерывный характер. Пока интервал проводимости $\lambda=\beta-\alpha<180°$, схема работает в режиме прерывистого тока. Характер изменения переменных для этого случая изображен на рис. 4,*а*: ток нагрузки в интервалах прово-

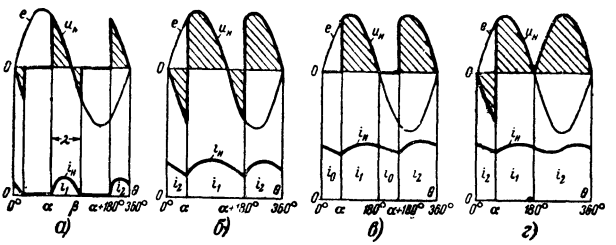


Рис. 4. Временные диаграммы для двухпульсных дифференциальных схем.
а — для схемы рис. 3,*а* при отсутствии обратного диода в режиме прерывистого тока ($\alpha>\alpha_г$); *б* — то же в режиме непрерывного тока ($\alpha<\alpha_г$); *в* — для схемы рис. 3,*а* при наличии обратного диода; *г* — для схемы рис. 3,*б*.

димости изменяется согласно (1), (2). Характеристика вход — выход в режиме прерывистого тока определяется уравнением

$$U_н = I_н R_н = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\beta} e d\theta = \frac{E_m}{\pi}(\cos\alpha - \cos\beta), \qquad (11)$$

где угол запирания β определяется так же, как и для однопульсной схемы; соответственно остаются справедливыми кривые на рис. 2 (необходимо лишь удвоить ординаты по оси $u_н$). При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) $\beta=180°$ и характеристика вход — выход принимает вид:

$$U_н = I_н R_н = \frac{E_m}{\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (12)$$

При $\tau \gg \pi$ имеет место следующее приближенное выражение для характеристики вход—выход:

$$U_н = I_н R_н = \frac{2E_m}{\pi\tau}[\sin\alpha + (\pi-\alpha)\cos\alpha]. \qquad (13)$$

По мере уменьшения угла отпирания интервал проводимости увеличивается. При некотором граничном значении $\alpha=\alpha_г$ интервал проводимости $\lambda=180°$ и схема переходит в режим непрерывного тока. Величина $\alpha_г$ является только функцией τ и может быть определена по кривым $\beta=\beta(\alpha, \tau)$ на рис. 2, исходя из уравнения $\alpha_г=\beta-180°$. С ростом τ величина $\alpha_г$ монотонно увеличивается от $\alpha_г=0°$ при

$\tau=0$ до $\alpha_г=90°$ при $\tau \to \infty$; соответствующая кривая построена на рис. 5,*а*.

Характер изменения переменных при $\alpha<\alpha_г$ приведен на рис. 4,*б*. Характеристика вход — выход при $\alpha<\alpha_г$, т. е. в режиме непрерывного тока, не зависит от величины τ и согласно рис. 4,*б* определяется уравнением

$$U_н = I_н R_н = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_m \sin\theta = \frac{2E_m}{\pi}\cos\alpha, \qquad (14)$$

справедливым в пределах $0<\alpha<\alpha_г$.

Когда $\tau \gg \pi$, заметное изменение выходного напряжения $\left(\text{по сравнению с } U_{н.макс}=\frac{2E_m}{\pi}\right)$ имеет место лишь при $\alpha<\alpha_г \approx$ $\approx 90°$. Поэтому в данном случае практический рабочий диапазон изменения угла отпирания лежит в пределах $0<\alpha<90°$, т. е. $\alpha_m=90°$. Это обстоятельство упрощает построение устройства управления тиристора (при чисто активной нагрузке $\alpha_m=180°$).

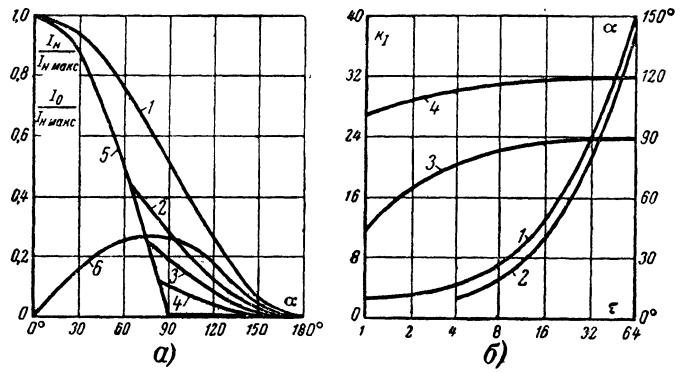


Рис. 5.

а — кривая: *1* — характеристика вход—выход для схемы рис. 3,*а* при отсутствии обратного диода и $\tau=0$; *2* — то же при $\tau=2$; *3* — то же при $\tau=4$; *4* — то же при $\tau=8$; *5* — то же при $\tau=\infty$. При наличии обратного диода характеристика вход—выход определяется кривой *1* для любого значения τ; зависимость тока I_0, протекающего через обратный диод при $\tau \gg \pi$, определяется кривой *6*; *б* — точная (кривая *1*) и приближенная (кривая *2*) зависимости кратности k_I изменения тока в схеме рис. 3,*б* в функции постоянной времени нагрузки. Зависимость граничного угла отпирания $\alpha_г$ для двухпульсной схемы рис. 3,*а* (кривая *3*) и трехпульсной схемы рис. 9,*а* (кривая *4*).

Семейство характеристик вход — выход для рассматриваемой схемы при отсутствии обратного диода построено на рис. 5,*а*.

Максимальное значение обратного напряжения на вентилях не зависит от величины τ и равно $U_{обр.макс}=2E_m$. Максимальное значение прямого напряжения в рассматриваемой схеме при чисто активной нагрузке ($\tau=0$) равно $U_{пр.макс}=E_m$, а при $\tau \gg \pi$ достигает

$U_{\text{пр.макс}}=2E_m$ (поскольку каждый из тиристоров остается открытым в течение части «своего» отрицательного полупериода). Следовательно, коэффициенты использования тиристоров в рассматриваемой схеме при $\tau \gg \pi$ совпадают с аналогичными величинами для однопульсной схемы с обратным диодом:

$$k_{\text{п}} = k_0 = \frac{1}{\pi};\ k_i = 2. \tag{15}$$

В режиме максимальной отдачи коэффициент формы тока, протекающего через тиристор, при $\tau = 0$ равен $k_\Phi = \pi/2$, а при $\tau \gg \pi$ равен $k_\Phi = \sqrt{2}$.

Если нагрузка шунтируется обратным диодом $Д_0$ (рис. 3,*а*), то режим непрерывного тока имеет место при любых значениях $\alpha < 180°$, $\tau > 0$. Характер изменения переменных в этом случае изображен на рис. 4,*в*. Наличие обратного диода, так же как и в случае однопульсной схемы, приводит к тому, что запирание тиристоров независимо от величины τ происходит в момент перехода напряжения питания через нуль и, следовательно, при любом τ характеристика вход — выход определяется уравнением (12). Прямое напряжение на запертом тиристоре при наличии $Д_0$ не превышает $U_{\text{пр. макс}} = E_m$; в остальном режим работы вентилей остается прежним.

Таким образом, при $\tau \gg \pi$ включение обратного диода в 2 раза улучшает коэффициент использования тиристоров по прямому напряжению, но одновременно приводит к двукратному увеличению диапазона управления ($\alpha_m = 180°$).

Когда $\tau \to \infty$ и пульсациями тока нагрузки можно пренебречь, среднее значение тока, протекающего через обратный диод, согласно рис. 4,*в* определяется равенством:

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} i_0\, d\theta = I_{\text{н}}\frac{\alpha}{180} = I_{\text{н.макс}}\frac{\alpha}{360}(1+\cos\alpha). \tag{16}$$

Зависимость $I_0/I_{\text{н. макс}}$ в функции α построена на рис. 5,*а* (кривая *6*). Наибольшая величина I_0 имеет место при $\alpha \approx 75°$ и не превышает 27% от $I_{\text{н. макс}}$. При любом конечном значении τ величина I_0 будет меньшей, чем это вытекает из (16).

В тех случаях, когда выполняется условие $\tau \gg \pi$, рассмотренную схему можно упростить, заменив один из тиристоров неуправляемым диодом $Д$, как показано на рис. 3,*б* [Л. 19]. Когда управляемый вентиль заперт ($\alpha = 180°$), величина тока нагрузки согласно (4) определяется соотношением

$$I_{\text{н}} = \frac{E_m}{2\pi R_{\text{н}}}(1+\cos\beta) \tag{17}$$

или приближенно ($\tau \gg \pi$)

$$I_{\text{н}} \approx \frac{E_m}{\omega L_{\text{н}}}. \tag{18}$$

Когда управляемый вентиль полностью открыт ($\alpha = 0$), среднее значение тока нагрузки достигает максимальной величины

$$I_{\text{н.макс}} = \frac{2E_m}{\pi R_{\text{н}}}, \tag{18а}$$

и не зависит от индуктивной составляющей нагрузки.

Таким образом, кратность изменения выходного тока (напряжения) равна:

$$k_I = \frac{4}{1 + \cos\beta} \approx 4fT_{\text{н}} = \frac{2}{\pi}\tau. \tag{19}$$

Точная и приближенная зависимости $k_I = k_I(\tau)$ приведены на рис. 5,*б*.

Характер изменения переменных в схеме для промежуточных значений угла отпирания в режиме непрерывного тока изображен на рис. 4,*г*. В интервале $0 < \theta < \alpha$ управляемый вентиль заперт, а неуправляемый открыт за счет э. д. с. самоиндукции; при этом к нагрузке приложено отрицательное напряжение $u_{\text{н}} = -e$. В момент времени $\theta = \alpha$ тиристор открывается внешним сигналом, в результате чего неуправляемый вентиль запирается и напряжение на нагрузке становится положительным $u_{\text{н}} = +e$. В конце полупериода ($\theta = 180°$) тиристор закрывается и питание нагрузки в интервале $180° < \theta < 360°$ осуществляется через неуправляемый диод, при этом $u_{\text{н}} = e$.

Поскольку выполняется условие непрерывности тока, то независимо от величины индуктивности среднее значение напряжения (тока) нагрузки будет равно:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}}R_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{360} |e|\,d\theta - \int_{0}^{\alpha} |e|\,d\theta\right] = \frac{E_m}{\pi}(1 + \cos\alpha). \tag{20}$$

При $\tau \gg \pi$ режим непрерывного тока наступает при угле отпирания, близком к 180°. Следовательно, при $\tau \gg \pi$ характеристика вход — выход рассматриваемой схемы практически ничем не отличается от аналогичной характеристики усилителя с двумя управляемыми вентилями и обратным диодом. Коэффициенты использования тиристора в данной схеме имеют те же величины, что и для схемы рис. 3,*а* без обратного диода.

При наличии трехфазной сети с нейтралью можно построить бестрансформаторную двухпульсную схему по рис. 3,*в*. Если $\tau \gg \pi$, то один из вентилей может быть неуправляемым.

Когда управляемый вентиль закрыт, ток нагрузки имеет минимальную величину и определяется согласно (17), (18), где величина E_m равна амплитудному значению фазного напряжения сети $E_{\phi m}$. Режим максимальной отдачи наступает, когда угол отпирания $\alpha = 0$ относительно линейного напряжения e_{ab}. Временные диаграммы для этого случая приведены на рис. 6,*а*. В интервале $0° < \theta < 180°$

напряжение на нагрузке равно $u_н = e_a$, в интервале $180° < \theta < 360°$ $u_н = e_b$; в результате получаем:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс} R_н = \frac{\sqrt{3} E_{фm}}{\pi}. \qquad (21)$$

Из (18) и (21) вытекает, что кратность изменения тока нагрузки равна:

$$k_I = 2\sqrt{3} f T_н = \frac{\sqrt{3}\tau}{\pi}, \qquad (22)$$

т. е. примерно на 15% меньше, чем для схемы рис. 3,*б*.

Характер изменения переменных для промежуточных значений угла отпирания при условии непрерывности тока нагрузки изображен на рис. 6,*б*. В интервале $0 < \theta < \alpha$ управляемый вентиль закрыт,

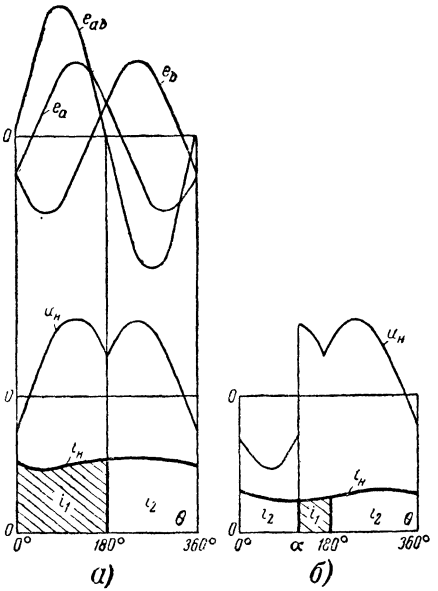


Рис. 6. Временные диаграммы для схемы рис. 3,*в*.
а — при $\alpha = 0°$; *б* — при $0° < \alpha < 180°$.

а неуправляемый открыт (за счет э. д. с. самоиндукции), напряжение на нагрузке равно $u_н = e_b$. В момент $\theta = \alpha$ сигнал управления открывает тиристор; диод *Д* при этом запирается, поскольку при $\theta = \alpha$ $e_{ab} > 0$, и к нагрузке прикладывается фазное напряжение e_a. При $\theta = 180°$ линейное напряжение e_{ab} изменяет знак, в результате чего происходит закрывание *Т* и открывание *Д*, и к нагрузке прикладывается фазное напряжение e_b. Указанное состояние сохра-

няется до конца периода e_{ab}. В результате характеристика вход—выход определяется равенством:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha} e_b d\theta + \int_{\alpha}^{180^\circ} e_a d\theta + \int_{180^\circ}^{360^\circ} e_b d\theta\right] = \frac{\sqrt{3}E_m}{2\pi}(1+\cos\alpha). \tag{23}$$

Коэффициенты использования тиристора в рассматриваемой схеме при $\tau \gg \pi$ равны:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{1}{\pi},\ k_i = 2,\ k_{\text{ф}} = \sqrt{2}. \tag{24}$$

Если трехфазная сеть не имеет нулевой точки (или нулевой провод недоступен), то нагрузка может быть подключена к третьей фазе, как показано на рис. 3,*г*. При этом характеристика вход — выход по-прежнему определяется уравнением (23), хотя форма напряжения на нагрузке изменяется [Л. 26]. Кратность изменения тока нагрузки для рассматриваемой схемы равна:

$$k_I \approx 2fT_{\text{н}} = \frac{\tau}{\pi}. \tag{25}$$

Амплитуда первой гармоники напряжения на нагрузке равна $U_{\text{н}1m} = 1{,}5E_{\text{ф}m}$; та же величина для схемы рис. 3,*в* $U_{\text{н}1m} = 0{,}5E_{\text{ф}m}$. Таким образом, схема с нулевым проводом (рис. 3,*в*) обеспечивает в 3 раза меньшую величину пульсаций и в $\sqrt{3}$ раз большую кратность изменения выходного напряжения по сравнению со схемой рис. 3,*г*. В остальном показатели обеих схем совпадают.

Следует отметить, что однопульсная схема с обратным вентилем (рис. 1,*а*) при питании ее линейным напряжением $E_{\text{л}m} = \sqrt{3}E_{\text{ф}m}$ имеет характеристику вход—выход (5), совпадающую с (23). Однако преимуществом схемы рис. 3,*в* является меньшая величина пульсаций выходного напряжения (для схемы рис. 1,*а* амплитуда первой гармоники $U_{\text{н}1m} = 0{,}5E_{\text{л}m}$, т. е. в $\sqrt{3}$ раз превышает аналогичную величину для схемы рис. 3,*в*). Кроме того, схема рис. 3,*в* обеспечивает более равномерную загрузку фаз по сравнению с однопульсной схемой.

Для всех рассмотренных в настоящем параграфе вариантов схем в режиме непрерывного тока при $\tau \gg 1$ передаточная функция определяется соотношением

$$W(p) = \frac{\Delta I_{\text{н}}(p)}{\Delta\alpha(p)} = \frac{k}{1+pT}, \tag{26}$$

где $T = T_{\text{н}}$ — постоянная времени нагрузки;

$k = \dfrac{\partial I_{\text{н}}}{\partial\alpha}$ — крутизна характеристики вход—выход.

В режиме прерывистого тока длительность переходного процесса не превышает полупериода частоты питания независимо от величины $T_{\text{н}}$.

Диапазон управления для всех расемотренных схем равен $\alpha_m = 180°$. Исключение составляет схема рис. 3,*а* без обратного диода, для которой при $\tau \gg \pi$ величина $\alpha_m \approx 90°$.

Необходимо отметить следующее принципиальное отличие схемы по рис. 3,*а* без обратного диода от других вариантов схем. В указанной схеме при ее работе на активно-индуктивную нагрузку выходное напряжение при $90° < \alpha < 180°$ согласно (14) принимает отрицательное значение. При этом ток нагрузки будет уменьшаться под действием противо-э. д. с. (инверторный режим работы схемы). В результате возникает возможность форсировки переходного процесса уменьшения тока нагрузки.

Рассмотрим процесс уменьшения тока нагрузки в схеме по рис. 3,*а* без обратного диода, возникающий после изменения угла отпирания от некоторого значения $0° \leqslant \alpha_1 < \alpha_г$ до $180° > \alpha_2 > 90°$. Для упрощения ограничимся рассмотрением случая, когда $\tau \gg \pi$ и, следовательно, $\alpha_г \approx 90°$, а новое стационарное значение тока нагрузки, соответствующее углу отпирания α_2, близко к нулю.

В исходном стационарном режиме среднее значение тока нагрузки согласно (14) равно:

$$I_{н1} = \frac{2E_m}{\pi R_н} \cos \alpha_1.$$

Когда угол отпирания становится равным $\alpha_2 > 90°$, среднее значение выходного напряжения с задержкой, не превышающей полупериода частоты питания, принимает отрицательное значение

$$U_{н2} = \frac{2E_m}{\pi} \cos \alpha_2.$$

В результате среднее значение тока начинает уменьшаться по экспоненциальному закону с постоянной времени нагрузки:

$$\frac{\pi R_н I_н}{E_m} = \cos \alpha_2 + (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)\, e^{-\frac{t}{T_н}}.$$

Указанный закон изменения сохраняется до тех пор, пока в некоторый момент времени $t = t_0$ не наступает режим прерывистого тока. Согласно принятому выше допущению ($\tau \gg \pi$) величину тока нагрузки при $t = t_0$ можно считать равной нулю. Следовательно, длительность переходного процесса уменьшения тока нагрузки определяется равенством:

$$0 = \cos \alpha_2 + (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)\, e^{-\frac{t_0}{T_н}},$$

откуда

$$t_0 = T_н \ln \left(1 - \frac{\cos \alpha_1}{\cos \alpha_2}\right); \quad \begin{matrix} 0° \leqslant \alpha_1 \leqslant 90° \\ 90° \leqslant \alpha_2 \leqslant 180° \end{matrix} \qquad (27)$$

Типовая

Семейство кривых $t_0/T_н$ в функции $\cos\alpha_1 = I_{н1}/I_{н.макс}$ и α_2 построено на рис. 7. Для обеспечения максимальной форсировки угол α_2 должен быть близок к 180°* ($\cos\alpha_2 \approx -1$); при этом

$$t_0 = T_н \ln(1+\cos\alpha_1).$$

В наиболее «тяжелом» случае, когда $\alpha_1 = 0$ (режим максимальной отдачи) время отключения $t_0 \approx 0{,}7\ T_н$; при уменьшении α_1 величина t_0 снижается.

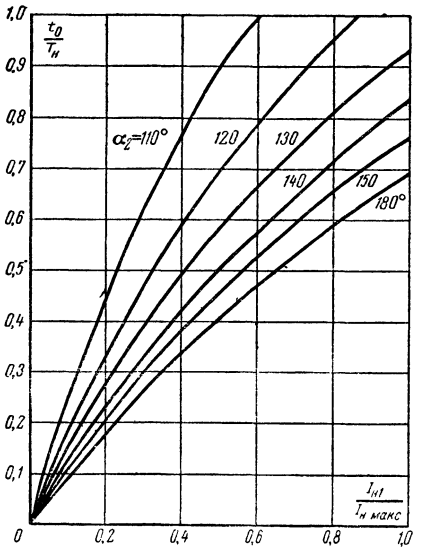


Рис. 7. Зависимость относительного времени отключения в функции начального тока и угла отпирания α_2.

Таким образом, усилитель по рис. 3,*а* без обратного диода позволяет обеспечить весьма эффективную форсировку процесса уменьшения тока в индуктивной нагрузке.

Пример практического использования форсировочной способности усилителя по схеме рис. 3,*а* приведен в § 16.

При наличии обратного диода выходное напряжение усилителя не может принимать отрицательного значения (инверторный режим работы или режим прерывистого тока невозможен); в результате схема теряет способность форсировки процесса отключения тока в индуктивной нагрузке. Длительность указанного переходного про-

* При отключении тока управления инверторный режим не возникает. Если входной сигнал снимается полностью, то один из тиристоров закрывается, а второй остается открытым за счет э. д. с. самоиндукции. При этом напряжение на нагрузке становится равным нулю и форсировка не обеспечивается.

цесса, как обычно, можно считать равной $t_0=(3—4)T_н$ независимо от начального значения тока. Вышесказанное полностью справедливо и для двухпульсных схем с одним управляемым вентилем (рис. 3,*б*—*г*); с точки зрения динамики при $\tau \gg \pi$ эти схемы эквивалентны схеме по рис. 3,*а* обратным диодом.

3. Двухпульсные (двухполупериодные) мостовые схемы

Возможные варианты однофазных мостовых схем приведены на рис. 8. Статические характеристики вход — выход при активно-индуктивной нагрузке, а также динамические свойства схемы с четырьмя управляемыми вентилями (рис. 8,*а*) полностью совпадают с аналогичной характеристикой и свойствами дифференциальной схемы по рис. 3,*а* без обратного диода. В частности, схема по рис. 8,*а*

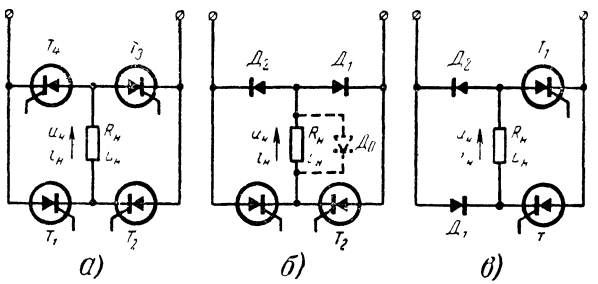


Рис. 8. Двухпульсные мостовые схемы.

обладает указанной выше форсировочной способностью. Недостатком схемы является ее относительная сложность, обусловленная наличием четырех тиристоров. Поэтому в тех случаях, когда форсировка процесса уменьшения тока в индуктивной нагрузке не требуется, целесообразно использовать мостовые схемы по рис. 8,*б* или *в*, которые не могут работать в инверторном режиме и, следовательно, не обеспечивают указанной форсировки, но зато выполняются только на двух тиристорах, что существенно упрощает систему управления.

В схемах рис. 8,*б* и *в* импульсы сигнала управления открывают тиристоры T_1 и T_2 поочередно со сдвигом по фазе на 180°. При этом форма кривой напряжения на нагрузке повторяет аналогичную кривую (рис. 4,*в*) для дифференциальной схемы с обратным диодом, изображенной на рис. 3,*а*.

В результате характеристика вход—выход определяется уравнением (12) независимо от величины τ. При изменении угла отпирания α от 180° до 0° среднее значение выходного напряжения (тока) изменяется от нуля до $U_{н.макс}=I_{н.макс}R_н=\frac{2}{\pi}E_m$. Режим непрерывного тока в мостовых схемах (рис. 8,*б* и *в*) при идеальных вентилях имеет место при любых значениях $\tau>0$ и $\alpha<180°$.

Коэффициенты использования тиристоров равны:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{2}{\pi}, \quad k_i = 2.$$

Коэффициент формы тока, протекающего через вентили в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$), равен $k_{\text{ф}} = \pi/2$ при чисто активной нагрузке ($\tau = 0$) и $k_{\text{ф}} = \sqrt{2}$ при активно-индуктивной нагрузке и $\tau \gg \pi$.

Наибольшее распространение получила мостовая схема с объединенными катодами (рис. 8,*б*). Ее преимущество по сравнению со схемой на рис. 8,*в* заключается в более простой схемной реализации устройства управления, поскольку катоды управляемых вентилей имеют общую точку. Однако следует иметь в виду, что при активно-индуктивной нагрузке и отсутствии обратного диода $Д_0$ схема на рис. 8,*б* становится практически неработоспособной. Допустим, что усилитель работал в режиме максимальной отдачи и в некоторый момент времени, например в положительный полупериод источника питания, когда T_1 открыт, а T_2 закрыт, сигнал управления снимается. В следующий отрицательный полупериод тиристор T_2 останется закрытым (поскольку сигнал управления равен нулю), однако, поскольку дополнительный путь для замыкания тока нагрузки отсутствует, запирания T_1 не произойдет. Тиристор T_1 остается открытым за счет э. д. с. самоиндукции нагрузки. В результате после отключения сигнала управления в схеме возникает режим работы, при котором в течение отрицательного полупериода источника питания ток нагрузки замыкается по цепи $Д_2$—T_1 (диод $Д_1$ при этом заперт) и напряжение на нагрузке равно нулю, а в течение положительного полупериода — по цепи $Д_1$—e—T_1 (диод $Д_2$ при этом заперт) и напряжение на нагрузке равно $u_{\text{н}} = e$.

Схема становится эквивалентной однопульсной с обратным диодом (рис. 1,*а*), а среднее значение напряжения на нагрузке становится равным $U_{\text{н}} = \frac{E_m}{\pi} = 0{,}5U_{\text{н.макс}}$. По окончании переходного процесса, который происходит с постоянной времени $T_{\text{н}}$, ток нагрузки принимает стационарное значение $I_{\text{н}} = \frac{E_m}{\pi R_{\text{н}}} = 0{,}5I_{\text{н.макс}}$. Таким образом, схема может обеспечить лишь двукратное изменение тока нагрузки.

Для того чтобы обеспечить полный диапазон изменения выходного напряжения (тока) в соответствии с уравнением (12), достаточно зашунтировать нагрузку обратным диодом $Д_0$, как показано на рис. 8,*б* пунктиром. При этом индуктивность нагрузки «разряжается» через обратный диод и не препятствует запиранию тиристоров (при снятии сигнала управления напряжение на нагрузке «сразу» становится равным нулю).

В схеме, приведенной на рис. 8,*в*, необходимость в обратном диоде отпадает, поскольку роль $Д_0$ выполняют последовательно включенные диоды $Д_1$, $Д_2$ (при запирании вентилей T_1, T_2 индуктивность нагрузки «разряжается» по цепи $Д_1$—$Д_2$). Недостатком схемы по рис. 8,*в* является необходимость гальванической развязки цепей

управления тиристоров T_1 и T_2, что усложняет построение устройства управления по сравнению со схемой на рис. 8,*б*.

Для всех вариантов мостовых схем передаточная функция в режиме непрерывного тока определяется согласно (26). Форсировка процесса уменьшения тока при наличии индуктивности нагрузки обеспечивается только для схемы на рис. 8,*а*.

4. Трехпульсные (трехфазные однополупериодные) схемы

Основной вариант трехпульсной схемы усилителя, включающий в себя три управляемых вентиля-тиристора T_a, T_b, T_c и трехфазный источник питания с нулевым проводом, приведен на рис. 9,*а*. Импульсы сигнала управления открывают тиристоры поочередно со сдвигом по фазе на 120°.

Рассмотрим работу схемы вначале при отсутствии обратного диода $Д_0$. В этом случае, так же как и для дифференциальной схе-

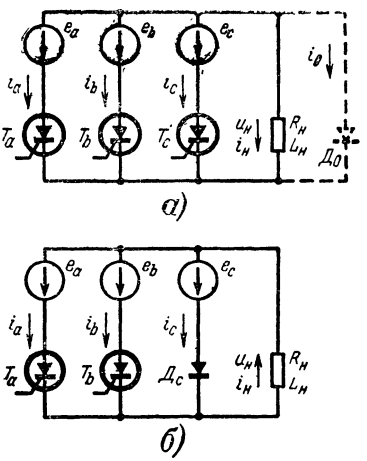


Рис. 9. Трехпульсные схемы.

мы рис. 3,*а*, в зависимости от величин угла отпирания α и постоянной времени нагрузки τ ток нагрузки может иметь как прерывистый, так и непрерывный характер. Пока интервал проводимости $\lambda=\beta-\alpha<120°$, схема работает в режиме прерывистого тока. Характер изменения переменных для этого случая изображен на рис. 10,*а*; ток нагрузки в интервалах проводимости изменяется согласно (1), (2).

Характеристика вход — выход в режиме прерывистого тока определяется уравнением

$$U_н = I_н R_н = \frac{3}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} E_{\phi m}\sin\theta\, d\theta = \frac{3E_{\phi m}}{2\pi}(\cos\alpha - \cos\beta), \qquad (28)$$

где $E_{\phi m}$ — амплитуда фазного напряжения сети, а угол запирания β определяется так же, как и для однопульсной схемы; соответственно остаются справедливыми кривые на рис. 2 (необходимо лишь утроить ординаты по оси $U_н$). При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) $\beta=180°$ и характеристика вход — выход принимает вид:

$$U_н = I_н R_н = \frac{3E_{\phi m}}{2\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (29)$$

При $\tau \gg \pi$ имеет место следующее приближенное выражение для характеристики вход—выход:

$$U_н = I_н R_н \approx \frac{3E_{\phi m}}{\pi\tau}[\sin\alpha + (\pi-\alpha)\cos\alpha]. \qquad (30)$$

По мере уменьшения угла отпирания интервал проводимости увеличивается; при некотором граничном значении $\alpha=\alpha_г$ интервал

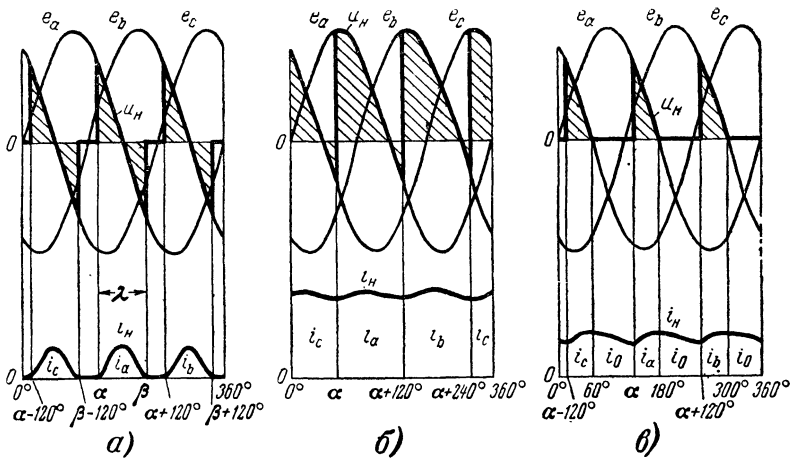


Рис. 10. Временные диаграммы для трехпульсной схемы рис. 9,*а*.
а — при отсутствии обратного диода в режиме прерывистого тока ($\alpha>\alpha_г$); *б* — то же в режиме непрерывного тока ($\alpha<\alpha_г$); *в* — для схемы рис. 9,*а* при наличии обратного диода.

проводимости становится равным $\lambda=120°$ и схема переходит в режим непрерывного тока.

Величина $\alpha_г$ является только функцией τ и может быть определена по кривым $\beta(\alpha,\tau)$, приведенным на рис. 2, исходя из уравнения $\alpha_г=\beta-120°$. С ростом τ величина $\alpha_г$ монотонно увеличивается от $\alpha_г=60°$ при $\tau=0$ до $\alpha_г=120°$ при $\tau\to\infty$. Соответствующая кривая приведена на рис. 5,*б*. Характер изменения переменных при $\alpha<\alpha_г$ изображен на рис. 10,*б*.

Характеристика вход — выход в режиме непрерывного тока не зависит от величины τ и согласно рис. 10,*б* определяется уравнением

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{120+\alpha} E_{\phi m} \sin\theta \, d\theta = \frac{3\sqrt{3} E_{\phi m}}{2\pi} \cos(\alpha - 30), \quad (31)$$

справедливым в пределах $30° < \alpha < \alpha_{\text{г}}$. При $\alpha = 30°$ выходное напряжение (ток) принимает максимальное значение

$$U_{\text{н.макс}} = I_{\text{н.макс}} R_{\text{н}} = \frac{1{,}5\sqrt{3} E_{\phi m}}{\pi}. \quad (32)$$

Когда $\tau \gg \pi$, заметное изменение выходного напряжения (по сравнению с $U_{\text{н.макс}}$) имеет место лишь при $\alpha < \alpha_{\text{г}} \approx 120°$. Поэтому в данном случае практический рабочий диапазон изменения угла

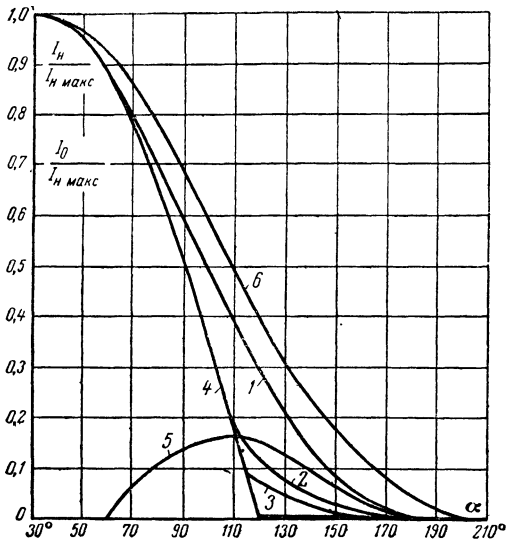


Рис. 11.
Кривая *1* — характеристика вход—выход для схемы рис. 9,*а* при отсутствии обратного диода и $\tau=0$; *2* — то же при $\tau=2$; *3* — то же при $\tau=4$; *4* — то же при $\tau=\infty$. При наличии обратного диода характеристика вход—выход определяется кривой *1* для любого значения τ; зависимость тока I_0, протекающего через обратный диод при $\tau \gg \pi$, определяется кривой *5*; кривая *6* — характеристика вход—выход для схемы рис. 9,*б* при $\tau \gg \pi$.

отпирания лежит в пределах $30° < \alpha < 120°$; т. е. $\alpha_m = 90°$. При активной нагрузке $\alpha_{\text{г}} = 60°$ и $\alpha_m = 150°$. Семейство характеристик вход—выход приведено на рис. 11.

Максимальное значение обратного напряжения на тиристорах не зависит от величины τ и равно $U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{3}E_{\phi m} = E_{лm}$. Максимальное значение прямого напряжения при чисто активной нагрузке ($\tau = 0$) равно $U_{\text{пр.макс}} = E_{\phi m}$, а при $\tau \gg \pi$ достигает $U_{\text{пр.макс}} = \sqrt{3}E_{\phi m} = E_{лm}$ (поскольку каждый из тиристоров остается открытым в течение части «своего» отрицательного полупериода). В результате коэффициенты использования тиристоров в рассматриваемой схеме при $\tau \gg \pi$ равны:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{1{,}5}{\pi};\ k_i = 3. \tag{33}$$

Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, при $\tau = 0$ равен

$$k_{\phi} = \frac{\pi}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}76,$$

а при $\tau \gg \pi$ равен

$$k_{\phi} = \sqrt{3} \approx 1{,}73.$$

Если нагрузка шунтируется обратным диодом $Д_0$ (рис. 9,*а*), то при идеальном диоде режим непрерывного тока имеет место при любых значениях $\alpha < 180°$, $\tau > 0$. Характер изменения переменных в этом случае показан на рис. 10,*в*. Обратный диод «отсекает» отрицательную полуволну напряжения на нагрузке; в интервале времени $60° < \Theta < \alpha$ ток нагрузки замыкается через обратный диод.

До тех пор пока $\alpha > 60°$, интервал проводимости каждого из управляемых вентилей меньше чем 120° (рис. 10,*в*); при этом характеристика вход — выход определяется уравнением (29), справедливым в пределах $60° < \alpha < 180°$.

В оставшуюся часть диапазона управления $30° < \alpha < 60°$ интервал проводимости каждого из тиристоров составляет 120°; при этом в течение всего периода выполняется условие $u_{\text{н}} > 0$, обратный диод остается запертым и характеристика вход — выход определяется уравнением (31), которое при наличии обратного диода справедливо только в диапазоне $30° < \alpha < 60°$. Соответствующий график приведен на рис. 11; диапазон управления равен $\alpha_m = 150°$.

Прямое падение напряжения на запертом управляемом вентиле при наличии $Д_0$ не превышает $U_{\text{пр.макс}} = E_{\phi m}$; в остальном режим работы тиристоров остается прежним.

Таким образом, при $\tau \gg \pi$ включение обратного диода в $\sqrt{3}$ раз улучшает коэффициент использования тиристоров по прямому напряжению, но одновременно приводит к увеличению диапазона управления до 150° (вместо 90° при отсутствии $Д_0$).

Если τ настолько велика, что пульсациями тока нагрузки можно пренебречь, то среднее значение тока, протекающего через обратный диод, согласно рис. 10,*в* определяется равенством

$$I_0 = \frac{1{,}5I_{\text{н}}}{\pi}\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$$

или, учитывая (29) и (32), получаем:

$$\frac{I_0}{I_{\text{н.макс}}} = \frac{1{,}5}{\sqrt{3}}\left(\frac{\alpha - 60}{180}\right)(1 + \cos\alpha). \qquad (34)$$

Приведенное уравнение справедливо при $60° < \alpha < 180°$; когда $\alpha < 60°$ ток $I_0 = 0$; соответствующая кривая построена на рис. 11. Наибольшая величина I_0 имеет место при $\alpha \approx 110°$ и не превышает 16% от $I_{\text{н.макс}}$. При любом конечном значении τ величина I_0 будет меньшей, чем это вытекает из (34).

В тех случаях, когда выполняется условие $\tau \gg \pi$, рассмотренную схему можно упростить, заменив один из тиристоров неуправляемым диодом $Д_c$, как показано на рис. 9,*б* [Л. 19].

Когда управляемые вентили заперты ($\alpha = 180°$), среднее значение тока нагрузки согласно (4) равно:

$$I_{\text{н}} = \frac{E_{\phi m}}{2\pi}(1 - \cos\beta) \approx \frac{E_{\phi m}}{\omega L_{\text{н}}}. \qquad (35)$$

В режиме максимальной отдачи ($\alpha = 30°$) ток (напряжение) нагрузки определяется равенством (32). В результате кратность изменения выходного тока (напряжения) равна:

$$k_I = 3\sqrt{3} f T_{\text{н}} = \frac{1{,}5\sqrt{3}}{\pi}\tau \approx 0{,}83\tau.$$

Определим уравнение характеристики вход—выход. Применение рассматриваемой схемы оправдано, когда $\tau \gg \pi$; при этом можно считать, что заметное изменение среднего значения выходного напряжения (тока) происходит лишь в режиме непрерывного тока. Принимая указанное допущение, можно в зависимости от величины угла отпирания α выделить три сменяющих друг друга состояния схемы.

Первое состояние имеет место в диапазоне изменения угла отпирания $150° < \alpha < 210°$ и характеризуется запертым состоянием вентиля T_b («работают» только тиристор T_a и диод $Д_c$).

Временные диаграммы для этого случая изображены на рис. 12,*а*. В интервале $0 < \theta < \alpha$ диод $Д_c$ открыт и напряжение на нагрузке равно $u_{\text{н}} = e_c$. В момент $\theta = \alpha$ сигнал управления открывает тиристор T_a, а диод $Д_c$ запирается, напряжение на нагрузке становится равным $u_{\text{н}} = e_a$. Когда $\theta \geqslant 210°$, потенциал фазы c становится положительным относительно потенциала фазы a; в результате запирается тиристор T_a, открывается диод $Д_c$ и напряжение на нагрузке вновь становится равным $u_{\text{н}} = e_c$.

Тиристор T_b остается запертым, поскольку в момент поступления сигнала управления $\theta = \alpha + 120° \geqslant 270°$ и напряжение на нем отрицательно.

Таким образом, в первом состоянии

$$\int_0^{360} u_{\text{н}} d\theta = \int_0^{\alpha} e_c\, d\theta + \int_{\alpha}^{210} e_a\, d\theta + \int_{210}^{360} e_c\, d\theta.$$

Характер изменения переменных во втором состоянии, которое имеет место в диапазоне изменения угла отпирания $90° < \alpha < 150°$, изображен на рис. 12,*б*. В интервале $0 < \theta < \alpha$ диод $Д_c$ открыт и напряжение на нагрузке равно $u_н = e_c$. В момент $\theta = \alpha$ сигнал управления открывает тиристор T_a, а диод $Д_c$ запирается; напряжение на нагрузке становится равным $u_н = e_a$. Когда $\theta \geqslant 210°$, запирается тиристор T_a, открывается диод $Д_c$ и напряжение на нагрузке вновь становится равным $u_н = e_c$.

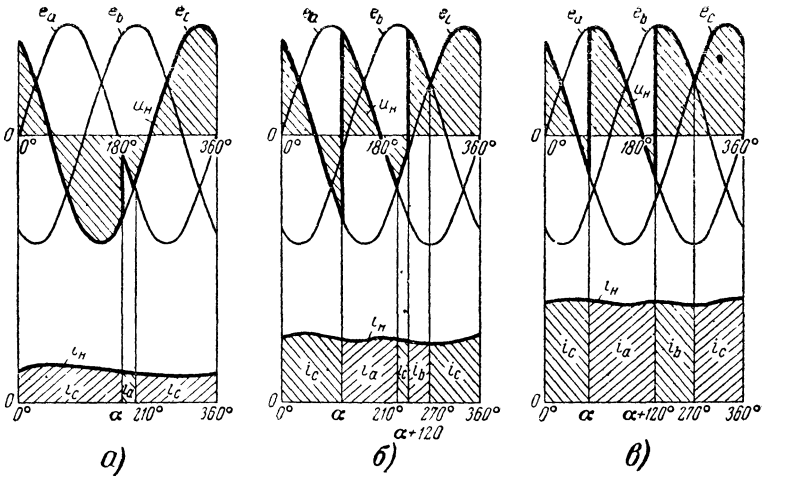


Рис. 12. Временные диаграммы для схемы рис. 9,*б*.
а — при $150° < \alpha < 210°$; *б* — при $90° < \alpha < 150°$; *в* — при $30° < \alpha < 90°$.

При $\theta = \alpha + 120°$ сигнал управления открывает тиристор T_b (поскольку $\alpha < 150°$, то в данном случае в отличие от первого состояния $\alpha + 120° < 270°$ и, следовательно, напряжение, приложенное к вентилю T_b в момент поступления сигнала управления, положительно); при этом напряжение на нагрузке становится равным $u_н = e_b$. Начиная с момента времени $\theta = 270°$, когда выполняется условие $e_c > e_b$, тиристор T_b запирается и вновь открывается диод $Д_c$; напряжение на нагрузке становится равным $u_н = e_c$.

Таким образом, во втором состоянии

$$\int_0^{360} u_н \, d\theta = \int_0^{\alpha} e_c \, d\theta + \int_{\alpha}^{210} e_a \, d\theta + \int_{210}^{\alpha+120} e_c \, d\theta + \int_{\alpha+120}^{270} e_b \, d\theta + \int_{270}^{360} e_c \, d\theta.$$

Третье состояние имеет место в интервале изменения угла отпирания $30° < \alpha < 90°$ и характеризуется «правильным» (последо-

вательным) чередованием открытого состояния вентилей всех трех фаз (рис. 12,*в*). В данном состоянии

$$\int_0^{360} u_н\, d\theta = \int_0^{\alpha} e_c\, d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+120} e_a\, d\theta + \int_{\alpha+120}^{270} e_b\, d\theta + \int_{270}^{360} e_c\, d\theta.$$

Подставляя в приведенные соотношения значения фазных напряжений $e_a = E_{фm} \sin\theta$, $e_b = E_{фm} \sin(\theta - 120)$, $e_c = E_{фm} \sin(\theta - 240)$, после интегрирования и преобразований получаем следующее уравнение для характеристики вход—выход:

$$U_н = I_н R_н = \frac{1}{2\pi} \int_0^{360} u_н\, d\theta =$$

$$= \begin{cases} \dfrac{\sqrt{3}E_{фm}}{2\pi}[1 + \cos(\alpha - 30)], & 150° < \alpha < 210°, \\ \dfrac{\sqrt{3}E_{фm}}{2\pi}[2 + \sqrt{3}\cos\alpha], & 90° < \alpha < 150°, \\ \dfrac{\sqrt{3}E_{фm}}{2\pi}[1 + 2\cos(\alpha - 30)], & 30° < \alpha < 90°. \end{cases} \qquad (36)$$

Соответствующий график приведен на рис. 11; диапазон управления равен $\alpha_m = 180°$. Коэффициенты использования определяются согласно (33) так же, как и для схемы на рис. 9,*а*; коэффициент формы тока через тиристор в режиме максимальной отдачи равен $k_ф = \sqrt{3}$.

Трехпульсные схемы имеют в 1,5 раза большее значение коэффициента использования тиристора по току по сравнению с двухпульсными схемами. Коэффициенты использования по напряжению в трехпульсной схеме в 1,5 раза больше по сравнению с двухпульсной дифференциальной схемой, но в 1,33 раза меньше, чем в двухпульсной мостовой схеме. Трехпульсные схемы (по сравнению с двухпульсными) обеспечивают в 2 раза меньшую амплитуду пульсаций выходного напряжения, а также лучшее использование трехфазной сети.

В режиме непрерывного тока для всех вариантов трехпульсных схем передаточная функция определяется согласно (26). В режиме прерывистого тока длительность переходного процесса не превышает полупериода частоты питания независимо от величины постоянной времени нагрузки.

Инверторный режим работы при активно-индуктивной нагрузке может иметь место только в схеме по рис. 9,*а* без обратного диода. При включении обратного диода, а также при замене одного из управляемых вентилей неуправляемым (рис. 9,*б*) инверторный режим невозможен и схема теряет способность форсировки процесса уменьшения тока в активно-индуктивной нагрузке.

5. Шестипульсные (трехфазные двухполупериодные) схемы

Возможные варианты шестипульсных схем (схем Ларионова [Л. 1]) приведены на рис. 13,*а—в*. Применение шестипульсной схемы, у которой все шесть вентилей являются управляемыми (рис. 13,*а*), оправдано либо при построении реверсивного усилителя с общим источником питания, либо когда необходимо обеспечить инверторный режим работы усилителя. В случае нереверсивного усилителя (либо реверсивного, но с гальванически развязанными источниками питания каждого плеча), а также в тех случаях, ког-

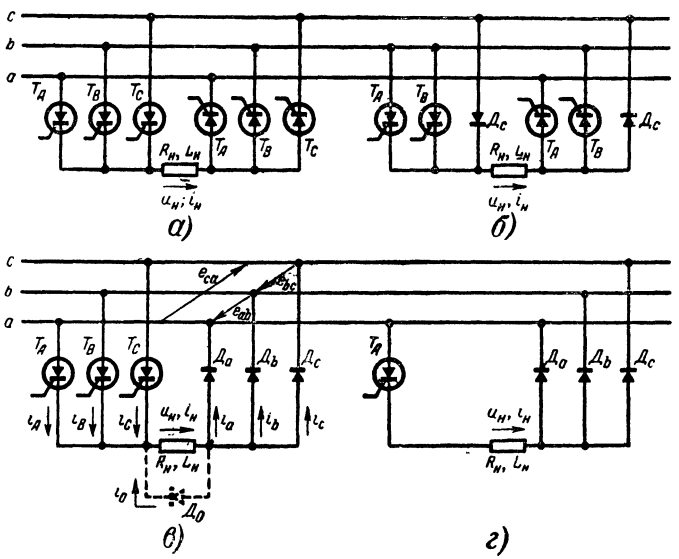


Рис. 13. Шестипульсные схемы.

да необходимость в инверторном режиме работы схемы не возникает, целесообразно три из шести управляемых вентилей заменить неуправляемыми, как показано на рис. 13,*в* [Л. 30]. Такая замена позволяет не только уменьшить необходимое число тиристоров, но и существенно упростить схему устройства управления.

Импульсы сигнала управления открывают тиристоры T_a, T_b, T_c поочередно со сдвигом по фазе на 120°. При изменении угла отпирания α от 180° до 0° (относительно линейного напряжения источника питания) среднее значение выходного напряжения (тока) независимо от величины τ изменяется от нуля до максимального значения:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс} R_н = \frac{3E_{лт}}{\pi}, \qquad (37)$$

где $E_{лт}$ — амплитуда линейного напряжения питания.

Коэффициенты использования тиристоров равны:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{3}{\pi}, \quad k_i = 3. \tag{38}$$

Коэффициент формы тока, протекающего через вентили в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$), равен

$$k_{\Phi} = \pi \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}} \approx 1{,}74$$

при чисто активной нагрузке ($\tau = 0$) и $k_{\Phi} = \sqrt{3}$ при $\tau \gg 1$.

Следует отметить, что при наличии индуктивности ($\tau > 0$) нагрузку в схеме рис. 13,*в* необходимо шунтировать обратным диодом $Д_0$. Обратный диод выполняет здесь ту же роль, что и в мостовой однофазной схеме с двумя тиристорами по рис. 8,*б*.

Допустим, что $\tau > 0$, диод $Д_0$ отсутствует и усилитель работает в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0°$). При этом отключение сигнала управления с целью перевести усилитель в режим холостого хода не даст желаемого результата. В течение первого периода после отключения сигнала управления произойдет запирание двух управляемых вентилей, однако третий управляемый вентиль останется открытым за счет э. д. с. самоиндукции нагрузки, поскольку дополнительный путь для замыкания тока нагрузки отсутствует. В результате схема рис. 13,*в* примет вид, изображенный на рис. 13,*г*. Можно показать, что для схемы рис. 13,*г* при $\tau > 0$ условие запирания тиристора T не выполняется, а среднее значение напряжения (тока) нагрузки при любом τ равно

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{3E_{\text{лт}}}{2\pi} = 0{,}5U_{\text{н.макс}}.$$

Таким образом, при отсутствии диода $Д_0$ и $\tau > 0$ схема рис. 13,*в* может обеспечить лишь двукратное изменение тока нагрузки.

При наличии $Д_0$ индуктивность нагрузки разряжается через обратный диод и не препятствует запиранию управляемых вентилей; в результате обеспечивается полный диапазон изменения выходного тока (напряжения).

Характер изменения переменных в схеме рис. 13,*в* при наличии обратного диода показан на рис. 14. В диапазоне $60° < \alpha < 180°$ напряжение на нагрузке в течение части периода равно нулю (рис. 14,*а*); в интервалах времени $\pm 120° + \alpha + 120° < \theta < 180° \pm 120°$ все вентили заперты и ток нагрузки замыкается через обратный диод.

В оставшуюся часть диапазона управления $0° < \alpha < 60°$, интервал проводимости каждого из управляемых и неуправляемых вентилей равен 120°, при этом в течение всего периода $u_{\text{н}} > 0$ и обратный диод остается запертым. Характер изменения переменных в этом режиме показан на рис. 14,*б*.

Интегрируя кривую напряжения на нагрузке, получаем, что, несмотря на различный характер зависимости $u_н(\theta)$ при $\alpha > 60°$ и $\alpha < 60°$, характеристика вход—выход определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \frac{3E_{лm}}{2\pi}(1 + \cos\alpha), \qquad (39)$$

справедливым для всего рабочего диапазона изменения угла отпирания $0 < \alpha < 180°$ при любом значении τ.

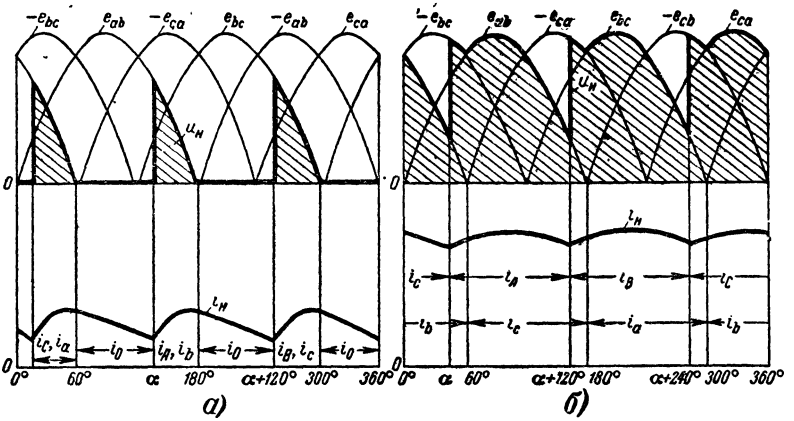


Рис. 14. Временные диаграммы для шестипульсной схемы по рис. 13,*в* с обратным диодом.
а — при $60° < \alpha < 180°$; *б* — при $0° < \alpha < 60°$.

Когда τ достаточно велика и переменной составляющей тока нагрузки можно пренебречь, среднее значение тока, протекающего через обратный диод, согласно рис. 14,*а* и (39) будет равно:

$$I_0 = \frac{3I_н}{2\pi}\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) = 0{,}75 I_{н.макс}\left(\frac{\alpha - 60}{180}\right)(1 + \cos\alpha). \qquad (40)$$

Приведенное уравнение определяет закон изменения тока I_0 в функции α и справедливо в диапазоне $60° < \alpha < 180°$, соответствующая кривая построена на рис. 15.

Наибольшая величина I_0 имеет место при $\alpha \approx 110°$, и не превышает 14% от $I_{н.макс}$. Обратное напряжение на диоде $Д_0$ не превышает $E_{лm}$.

На рис. 13,*б* приведен вариант шестипульсной схемы, выполненной на четырех управляемых и двух неуправляемых вентилях [Л. 4]. В данном варианте шунтирование активно-индуктивной нагрузки обратным диодом не требуется, поскольку роль обратного диода выполняют последовательно включенные вентили $Д_c$, $Д_c$. Однако недостатком данной схемы по сравнению со схемой рис. 13,*в* является большее количество управляемых вентилей, а

также необходимость в гальванической развязке выходных цепей устройства управления, поскольку катоды тиристоров не имеют общей точки. Кроме того, схема по рис. 13,*б* не может быть использована в качестве плеча реверсивного усилителя даже при наличии раздельного источника питания. В остальном основные технические показатели всех трех вариантов шестипульсных схем совпадают.

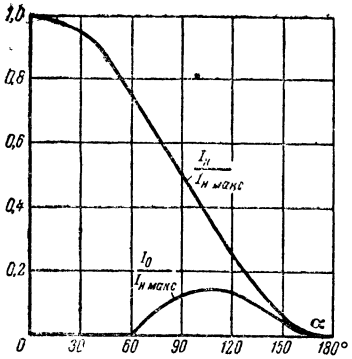


Рис. 15. Характеристика вход—выход и зависимость тока, протекающего через обратный диод, для шестипульсной схемы по рис. 13,*в*.

Шестипульсные схемы обеспечивают наибольшие значения коэффициентов использования тиристоров и источника питания, а также наименьшую величину пульсаций по сравнению с ранее рассмотренными схемами.

Для всех рассмотренных вариантов шестипульсных схем передаточная функция при $\tau \geqslant \pi$ определяется согласно (26). Форсировка процесса уменьшения тока в активно-индуктивной нагрузке (см. § 2) обеспечивается только для схемы на рис. 13,*а*.

6. Схемы с управлением на стороне переменного тока

В ряде случаев для согласования номинальных параметров управляемых вентилей с номинальными параметрами нагрузки оказывается целесообразным включение тиристоров в первичную цепь согласующего трансформатора *Тр* (рис. 16).

Однофазный вариант подобной схемы приведен на рис. 16,*а*. Нагрузка подключается ко вторичной обмотке трансформатора через выпрямитель *В*, который может быть собран, например, по мостовой схеме. Импульсы сигнала управления открывают тиристоры T_1 и T_2 поочередно со сдвигом по фазе на 180°. При таком «симметричном» управлении постоянная составляющая тока в первичной обмотке трансформатора всегда равна нулю, а характеристика вход — выход определяется уравнением (12), где в данном случае E_m — амплитуда напряжения источника питания, приведенная ко вторичной обмотке трансформатора.

Коэффициенты использования тиристоров в рассматриваемой схеме равны:

$$k_п = k_0 = \frac{2}{\pi} k_т, \quad k_i = \frac{2}{k_т}, \tag{41}$$

где $k_т = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации *Тр*.

Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, равен $k_ф = \pi/2$.

Трехфазный вариант рассмотренной схемы изображен на рис. 16,*б*. Выпрямитель *В* может быть собран как по трехпульсной

(трехфазной однополупериодной), так и по шестипульсной (трехфазной двухполупериодной) схемам.

Если шина «0» соединена с нулевым проводом (пунктир на рис. 16,*б*), то режим работы вентильной пары в каждой фазе ни-

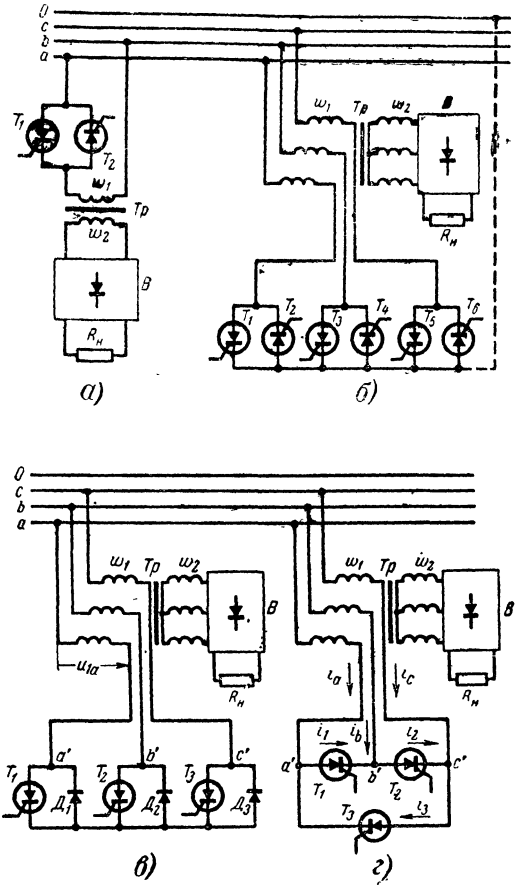


Рис. 16. Варианты схем с управлением на стороне переменного тока.

чем не отличается от режима работы однофазной схемы рис. 16,*а*. При этом максимальные значения прямого и обратного напряжений на запертых тиристорах равны амплитуде фазного напряжения сети. Среднее значение тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, равно половине среднего значения тока первичной обмотки трансформатора.

Если выпрямитель B собран по шестипульсной схеме, то в режиме максимальной отдачи

$$U_{\text{н.макс}} = I_{\text{н.макс}} R_{\text{н}} = \frac{3E_{\text{л}m}}{\pi} k_{\text{т}}, \qquad (42)$$

а коэффициенты использования тиристоров равны:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} k_{\text{т}}, \; k_i = \frac{6}{k_{\text{т}}}, \qquad (43)$$

где $E_{\text{л}m}$ — амплитуда линейного напряжения сети; $k_{\text{т}} = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации $Тр$.

Недостатком данного варианта схемы является его относительная сложность, обусловленная наличием шести управляемых вентилей и соответственно сложной схемы управления.

Более простой является трехфазная схема со встречно-параллельным включением управляемого и неуправляемого вентилей, выполненная по рис. 16,*в* [Л. 27]. Поскольку катоды всех трех управляемых вентилей T_1, T_2 и T_3 объединены, гальваническая развязка выходных цепей устройства управления не требуется.

Рассмотрим кратко особенности работы схемы. Пока сигнал управления отсутствует и, следовательно, все три управляемых вентиля заперты, все три неуправляемых вентиля (диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$) также будут заперты в течение всего периода частоты питания. Последнее будет справедливо только в том случае, когда точка «*0*» схемы (рис. 16,*в*) изолирована от нулевого провода источника питания. При этом и при идеальных вентилях напряжение на первичных обмотках трансформатора (и соответственно на нагрузке) будет равно нулю.

Когда сигнал управления обеспечивает полное открытие управляемых вентилей (T_1—T_3 открыты в течение соответствующего полупериода частоты питания), напряжение на первичных обмотках трансформатора практически равно напряжению сети.

При изменении интервала проводимости управляемых вентилей от нуля до 210° одновременно происходит изменение интервала проводимости неуправляемых вентилей от нуля до полупериода частоты питания. Соответственно изменяется и величина напряжения на нагрузке.

Таким образом, схема позволяет обеспечить непрерывное изменение напряжение на первичных обмотках трансформатора практически от нуля до напряжения сети. При этом, как и в схеме по рис. 16,*б*, при симметричной подаче управляющего сигнала (т. е. когда импульсы сигнала управления открывают тиристоры T_1—T_3 поочередно со сдвигом по фазе на 120°) постоянная составляющая тока в обмотках трансформатора будет равна нулю во всех режимах работы.

Расчетная кривая изменения напряжения u_{1a} на первичной обмотке трансформатора для промежуточного значения угла отпирания α приведена на рис. 17,*а*. В интервале $0 < \theta < \alpha$ вентили T_1, $Д_1$, T_2 и $Д_3$ закрыты (остальные вентили открыты); при этом напряжение u_{1a} равно нулю. В момент $\theta = \alpha$ управляющий сигнал открывает вентиль T_1, что приводит к открытию диода $Д_3$; в резуль-

тате точки a, b и c принимают одинаковый потенциал (равный потенциалу точки 0) и к обмотке прикладывается фазное напряжение $u_{1a} = e_a$. При $\theta = 120°$ вентиль $Д_2$ запирается; при этом напряжение на нагрузке становится равным половине линейного напряжения $u_{1a} = -0{,}5e_{ac}$. В момент $\theta = \alpha + 120°$ управляющий сигнал открывает вентиль T_2, что приводит к открытию диода $Д_1$ и запиранию вентиля T_1; к нагрузке вновь прикладывается фазное напряжение $u_{1a} = e_a$. При $\theta = 240°$ запирается вентиль $Д_3$ и напряжение на нагрузке опять становится равным половине линейного напряжения

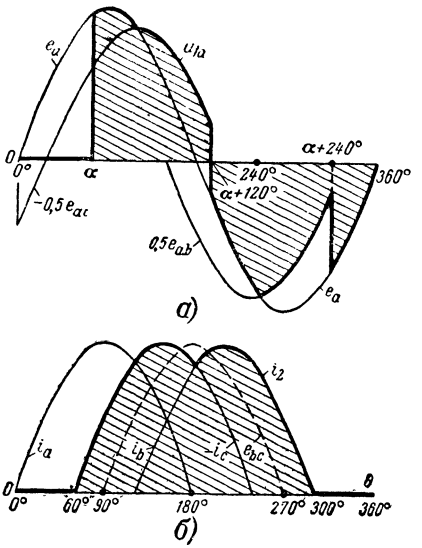


Рис. 17.
$а$ — форма кривой напряжения на первичной обмотке трансформатора в схеме рис. 16,$в$ для промежуточного значения угла отпирания; $б$ — форма кривой тока через управляемый вентиль для схемы рис. 16,$г$ в режиме максимальной отдачи.

$u_{1a} = 0{,}5e_{ab}$. В момент $\theta = \alpha + 240°$ управляющий сигнал открывает вентиль T_3, точки a, b и c становятся эквипотенциальными, а напряжение на нагрузке равным фазному напряжению $U_{1a} = e_a$.

Закон изменения напряжений на первичных обмотках двух других фаз повторяет кривую на рис. 17,$а$ со сдвигом по фазе на $\pm 120°$.

В рассматриваемой схеме максимальная величина прямого напряжения на запертых управляемых вентилях равна амплитудному значению линейного напряжения сети; наибольшая величина среднего значения прямого тока тиристора имеет место в режиме максимальной отдачи и равна половине среднего значения тока первичной обмотки трансформатора.

Если выпрямитель B собран по шестипульсной схеме, то в режиме максимальной отдачи

$$U_{\text{н.макс}} = I_{\text{н.макс}} R_{\text{н}} = \frac{3E_{\text{л}m}}{\pi} k_{\text{т}}, \tag{44}$$

а коэффициенты использования тиристоров равны:

$$k_{\text{п}} = \frac{3k_{\text{т}}}{\pi}, \quad k_i = \frac{6}{k_{\text{т}}}. \tag{45}$$

Обратное напряжение на управляемых вентилях в рассматриваемой схеме не превышает прямого падения напряжения на диодах $Д_1$—$Д_3$, т. е. близко к нулю ($k_0 \to \infty$). Это обстоятельство существенно повышает надежность работы тиристора.

Второй вариант упрощенной трехфазной схемы приведен на рис. 16,*г* [Л. 28]. Регулирование тока нагрузки обеспечивается тремя управляемыми вентилями, включенными в треугольник. Когда сигнал управления отсутствует и, следовательно, все три вентиля заперты, напряжение на первичных обмотках трансформатора равно нулю.

В режиме максимальной отдачи в течение всего периода в каждый момент времени в запертом состоянии находится только один вентиль, а остальные два вентиля открыты. Когда открыта любая пара вентилей, точки a', $в'$ и c' имеют одинаковый потенциал и, следовательно, напряжение на первичных обмотках трансформатора равно напряжению сети.

Как показывает анализ и эксперимент, величина и форма напряжения на первичных обмотках трансформатора для промежуточных значений угла отпирания в схеме рис. 16,*г* полностью повторяет аналогичную кривую для схемы рис. 16,*в*. Однако величина и форма тока, протекающего через управляемые вентили, в рассматриваемых схемах различна.

Кривая изменения тока, протекающего через управляемый вентиль T_2 в схеме рис. 16,*г* в режиме максимальной отдачи, приведена на рис. 17,*б*. В интервале $0° < \theta < 60°$ вентиль T_2 заперт, а T_1 и T_3 открыты; при этом $i_1 = -i_b$, $i_2 = 0$, $i_3 = i_c$. В интервале $60° < \theta < 180°$ открыты вентили T_1 и T_2, а вентель T_3 заперт; при этом $i_1 = i_a$, $i_2 = -i_c$, $i_3 = 0$. В интервале $180° < \theta < 300°$ открыты вентили T_2, T_3 и заперт вентиль T_1; при этом $i_1 = 0$, $i_2 = i_b$ и $i_3 = -i_a$. В оставшуюся часть периода фазы a вентиль T_2 заперт и токи вновь равны $i_1 = -i_b$, $i_2 = 0$, $i_3 = i_c$. Закон изменения токов i_1 и i_3 повторяет кривую на рис. 17,*г* со сдвигом по фазе на $\mp 120°$.

При синусоидальном первичном токе среднее значение тока, протекающего через тиристор в схеме рис. 16,*г* в режиме максимальной отдачи, равно:

$$I_{\text{а}} = \frac{I_{1m}}{\pi} \int_0^{120} \sin\theta \, d\theta = \frac{1{,}5}{\pi} I_{1m} = 0{,}75 I_{1\text{ср}} \tag{46}$$

и, следовательно, в 1,5 раза превышает аналогичную величину для схем на рис. 16,*б* и *в* (I_{1m} и $I_{1\text{ср}}$ — соответственно амплитудное и среднее значение тока в первичной обмотке трансформатора).

Максимальная величина прямого и обратного напряжения на запертых управляемых вентилях в схеме рис. 16,*г* равна амплитудному значению линейного напряжения сети. Таким образом, если выпрямитель *В* собран по шестипульсной схеме, то коэффициенты использования тиристоров в рассматриваемой схеме

$$k_{\text{п}} = k_0 = \frac{3k_{\text{т}}}{\pi}; \quad k_i = \frac{4}{k_{\text{т}}}. \tag{47}$$

Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, $k_{\text{ф}} = \frac{\pi}{3}\sqrt{\frac{4}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}33$.

Как следует из рис. 17,*б*, режим максимальной отдачи наступает, когда угол отпирания становится равным $\alpha = -30^\circ$ относительно соответствующего линейного напряжения (для вентиля T_2 относительно напряжения e_{bc}, для T_1 — относительно e_{ab}, для T_3 — относительно e_{ca}). Режим холостого хода имеет место, когда $\alpha = 180^\circ$. Следовательно, в данном случае диапазон управления $\alpha_m = 210^\circ$.

Основным достоинством рассмотренной схемы является минимальное общее число вентилей в силовой цепи по сравнению с остальными вариантами трехфазных схем на рис. 16. Однако существенными преимуществами схемы рис. 16,*в* по сравнению со схемой рис. 16,*г* являются: отсутствие обратного напряжения на управляемых вентилях, в 1,5 раза больший коэффициент использования по току, а также возможность объединения катодов тиристоров, что упрощает построение устройства управления.

7. Схемы с питанием тиристоров выпрямленным двухпульсным напряжением

Во всех рассмотренных выше схемах тиристор используется в качестве однополупериодного выпрямителя, при этом для построения усилителя по двухпульсной схеме требуется не менее двух управляемых вентилей (исключение составляют схемы на рис. 3,*б*—*г*, однако их применение ограничивается условием $\tau \geqslant \pi$). Если силовую цепь усилителя питать выпрямленным напряжением, то тиристор будет работать в течение обоих полупериодов частоты питания. При этом уменьшается необходимое количество управляемых вентилей, соответственно упрощается схема устройства управления, улучшается (уменьшается) коэффициент формы, протекающего через тиристор тока, и кроме того, к тиристору не прикладывается обратное напряжение, что существенно уменьшает вероятность выхода прибора из строя.

Один из возможных вариантов схемы с двухполупериодным питанием изображен на рис. 18,*а*. Питание осуществляется от сети переменного тока через мостовой выпрямитель *В* (можно также использовать выпрямитель, собранный по дифференциальной схеме). Характеристика вход — выход данной схемы определяется уравнением (12), а коэффициенты использования тиристора равны:

$$k_{\text{п}} = \frac{2}{\pi}, \quad k_i = 1, \tag{48}$$

при этом обратное напряжение на управляемом вентиле равно нулю ($k_0 = \infty$). Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор, имеет минимально возможную величину $k_\Phi = 1{,}11$ при $\tau = 0$ и $k_\Phi = 1$ при $\tau \gg \pi$.

Запирание тиристора в рассматриваемой схеме как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузке, шунтированной обратным диодом, возможно благодаря тому, что в окрестности момента прохождения напряжения питания через нуль имеет место конечный интервал времени t_0, в течение которого выполняется условие $i_a < I_{откл}$, где $I_{откл}$ — ток отключения тиристора. Величина t_0 должна превышать некоторое минимальное значение τ_0, определяющееся временем восстановления запирающей способности ти-

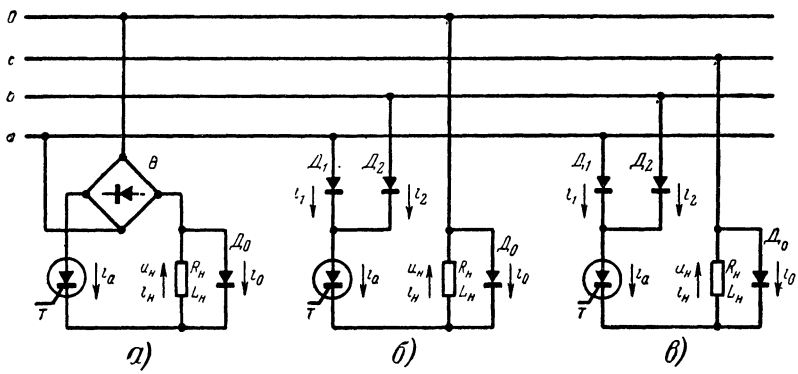


Рис. 18. Схемы с питанием двухпульсным выпрямленным напряжением.

ристора (τ_0 имеет величину от нескольких микросекунд до нескольких десятков микросекунд в зависимости от типа прибора). В противном случае вентиль потеряет управляемость и схема будет неработоспособной. Строгий анализ условий запирания тиристора в рассматриваемой схеме сравнительно сложен (в особенности в случае активно-индуктивной нагрузки), однако, очевидно, что поскольку величина t_0 при прочих равных условиях изменяется обратно пропорционально частоте питания, то при достаточно высокой частоте питания условия запирания будут нарушены и вентиль потеряет управляемость. Проведенные эксперименты показали, что при частоте 50 *гц* управляемость тиристоров в схеме рис. 18,*а* сохраняется во всем рабочем диапазоне изменения параметров для сравнительно маломощных вентилей (испытывались тиристоры с номинальным током 2—10 *а*). Однако уже при частоте 400 *гц* управляемость вентиля нарушалась примерно для 40% испытанных образцов. Для более мощных вентилей (на номинальный ток 50—100 *а*) условие управляемости при частоте 50 *гц* нарушалось при токах через вентили свыше 15—20 *а*.

Таким образом, рассмотренную схему возможно использовать лишь с тиристорами на небольшие номинальные токи при сравнительно низкой частоте питания.

Указанного недостатка лишены схемы с двухпульсным питанием от трехфазной сети, изображенные на рис. 18,*б* и *в*.

Характер изменения переменных для схемы рис. 18,*б* приведен на рис. 19,*а*. В интервале $\alpha < \theta < 300°$ управляемый вентиль T открыт, а обратный диод $Д_0$ закрыт; при этом в течение $\alpha < \theta < 150°$ проводит диод $Д_1$ и напряжение на нагрузке $u_н = e_a = E_{\phi m} \sin \theta$, а в течение $150° < \theta < 300°$ проводит диод $Д_2$ и $u_н = e_b = E_{\phi m} \sin (\theta - 120°)$. В остальную часть периода T заперт, $u_н = 0$,

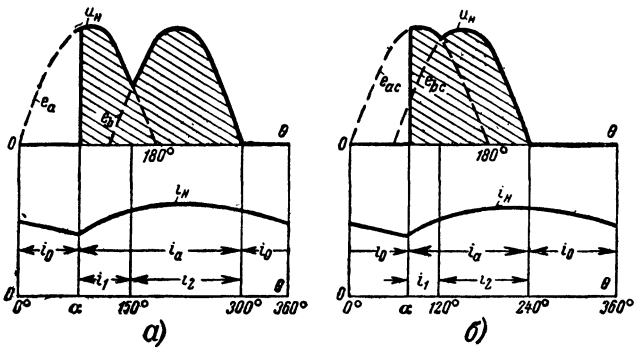


Рис. 19.
а — временные диаграммы для схемы рис. 18,*б*; *б* — то же для схемы рис. 18,*в*.

а ток нагрузки замыкается через обратный диод. Минимум интервала времени, в течение которого управляемый вентиль находится в обесточенном состоянии, имеет место в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$) и составляет $^1/_6$ периода частоты питания; этого вполне достаточно для восстановления запирающей способности тиристора при частотах питания по крайней мере до нескольких килогерц.

Характеристика вход — выход для рассматриваемой схемы определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \begin{cases} E_{\phi m} \dfrac{1 + \cos(\alpha - 120)}{2\pi}, & 150° < \alpha < 300° \\ E_{\phi m} \dfrac{1 + \sqrt{3} + \cos\alpha}{2\pi}, & 0° < \alpha < 150°, \end{cases} \quad (49)$$

справедливым при любом τ. Соответствующая кривая приведена на рис. 20. В режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$) выходное напряжение равно:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс} R_н = \frac{2 + \sqrt{3}}{2\pi} E_{\phi m} \approx 0{,}6 E_{\phi m} \approx 0{,}94 E_{\phi.ср}, \quad (50)$$

т. е. всего на 6% меньше, чем для схемы рис. 18,*а*.

Когда $\tau \to \infty$, среднее значение тока, протекающего через обратный диод, согласно рис. 19,*а* определяется равенством:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{360} i_0 d\theta = I_н\left(\frac{\alpha + 60°}{360°}\right). \qquad (51)$$

Зависимость $I_0/I_{н.макс}$ в функции α построена на рис. 20. Наибольшая величина I_0 имеет место при $\alpha \approx 100°$ и не превышает 31% от $I_{н.макс}$. При любом конечном значении τ величина I_0 будет меньшей, чем это вытекает из (51).

Коэффициенты использования тиристора в рассматриваемой схеме равны:

$$k_п = \frac{2+\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0{,}6,\ k_i = \frac{6}{5} = 1{,}2. \qquad (52)$$

Поскольку последовательно с управляемым вентилем включен диод ($Д_1$ или $Д_2$), то величина предельно допустимого обратного напряжения тиристора не лимитируется (диоды $Д_1$ и $Д_2$ выбираются на предельное обратное напряжение, равное амплитуде линейного напряжения сети).

Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, равен $k_ф = \frac{\pi}{\sqrt{3}+2}\sqrt{\frac{5}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}16$ при $\tau = 0$ и $k_ф = \sqrt{1{,}2} \approx 1{,}1$ при $\tau \gg \pi$.

Характер изменения переменных для второго варианта схемы с двухпульсным питанием от трехфазной сети (рис. 18,*в*) изображен на рис. 19,*б*. В интервале $\alpha < \theta < 240°$ управляемый вентиль открыт, а обратный диод заперт; при этом в течение $\alpha < \theta < 120°$ проводит диод $Д_1$ и напряжение на нагрузке $u_н = e_{ac} = E_{лm}\sin\theta$, а в течение $120° < \theta < 240°$ проводит диод $Д_2$ и $u_н = e_{bc} = E_{лm}\sin(\theta - 60°)$. В остальную часть периода тиристор T заперт, $u_н = 0$ и ток нагрузки замыкается через обратный диод. Минимум интервала времени, когда управляемый вентиль находится в обесточенном состоянии, имеет место в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$) и составляет $^1/_3$ периода частоты питания.

Характеристика вход—выход для рассматриваемой схемы определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \begin{cases} E_{лm}\dfrac{1+\cos(\alpha - 60)}{2\pi}, & 120° < \alpha < 240° \\ E_{лm}\dfrac{2+\cos\alpha}{2\pi}, & 0° < \alpha < 120°, \end{cases} \qquad (53)$$

справедливым при любом τ. Соответствующая кривая приведена на рис. 20. В режиме максимальной отдачи ($\alpha = 0$) выходное напряжение равно:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс} R_н = \frac{1{,}5 E_{лm}}{\pi}, \qquad (54)$$

т. е. на 40% превышает значение $U_{н.макс}$ для схемы рис. 18,*б* и имеет ту же величину, что и для трехпульсной схемы по рис. 9.

Когда $\tau \to \infty$, среднее значение тока, протекающего через обратный диод, согласно рис. 19,*б* определяется равенством:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{360} i_0 d\theta = I_н \frac{\alpha + 120}{360}. \qquad (55)$$

Зависимость $I_0/I_{н.макс}$ в функции α построена на рис. 20. Наибольшая величина I_0 имеет место при $\alpha \approx 60°$ и составляет примерно 42% от $I_{н.макс}$. При любом конечном значении τ величина I_0 будет

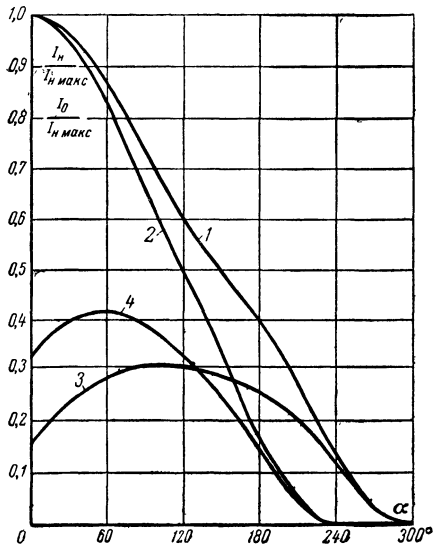


Рис. 20.
Кривая *1* — характеристика вход—выход для схемы рис. 18,*б*; *2* — то же для схемы рис. 18,*в*; *3* — зависимость тока, протекающего через обратный диод, для схемы рис. 18,*б*; *4* — то же для схемы

меньшей, чем это вытекает из (55). Максимальное значение обратного напряжения на диоде $Д_0$ равно амплитуде линейного напряжения сети.

Коэффициенты использования тиристора в рассматриваемой схеме равны:

$$k_п = \frac{1{,}5}{\pi}, \quad k_i = 1{,}5 \qquad (56)$$

(величина $k_п$ на 20% ниже, чем для схемы рис. 18,*б*).

Таблица 1

Схемы		τ	$U_{\text{н.макс}} \Big/ \frac{2}{\pi} E_{дт}$	k_i	$k_{\text{п}}$	$k_{\text{о}}$	$k_{\text{ф}}$
Однопульсная	рис. 1,*а* (без обратного диода)	0	0,5	1	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$
		$\tau \gg \pi$	$\pi/2\tau$	1	$\frac{1}{\tau}$	$\frac{1}{\tau}$	$\sqrt{1,5} \approx 1,23$
	рис. 1,*а* (с обратным диодом)	∞	0,5	2	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\sqrt{2}$
Двухпульсные дифференциальные	рис. 3,*а*	0	1	2	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$
	рис. 3,*а* (без обратного диода); рис. 4,*б*	∞	1	2	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\sqrt{2}$
	рис. 3,*а* (с обратным диодом)	∞	1	2	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\sqrt{2}$
Двухпульсные трехфазные	рис. 3,*в* и *г*	∞	0,5	2	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi}$	$\sqrt{2}$

Продолжение табл. 1

Схемы		τ	$U_{\text{п.макс}} \Big/ \frac{2}{\pi} E_{\text{пт}}$	k_i	$k_{\text{п}}$	$k_{\text{о}}$	k_{ϕ}
Двухпульсные мостовые	рис. 8,*а*, *б* и *в*	0	1	2	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$
		∞	1	2	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{2}{\pi}$	$\sqrt{2}$
Трехпульсные	рис. 9,*а*	0	0,75	3	$\frac{1{,}5\sqrt{3}}{\pi}$	$\frac{1{,}5}{\pi}$	$\frac{\pi}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{2}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}76$
	рис. 9,*а* (без обратного диода); рис. 9,*б*	∞	0,75	3	$\frac{1{,}5}{\pi}$	$\frac{1{,}5}{\pi}$	$\sqrt{3}$
	рис. 9,*а* (с обратным диодом)	∞	0,75	3	$\frac{1{,}5\sqrt{3}}{\pi}$	$\frac{1{,}5}{\pi}$	$\sqrt{3}$
Шестипульсные	рис. 13,*а*, *б* и *в*	0	1,5	3	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi}$	$\pi\sqrt{\frac{1}{6}+\frac{\sqrt{3}}{4\pi}} \approx 1{,}74$

Продолжение табл. 1

Схемы		τ	$U_{\text{п.макс}} \Big/ \frac{2}{\pi} E_{\text{лт}}$	k_i	$k_{\text{п}}$	$k_{\text{о}}$	$k_{\text{ф}}$
Шестипульсные	рис. 13,*а*, *б* и *в*	∞	1,5	3	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi}$	$\sqrt{3}$
управлением на стороне переменного тока	рис. 16,*а*	$0<\tau<\infty$	$k_{\text{т}}$	$\frac{2}{k_{\text{т}}}$	$\frac{2}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{2}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{\pi}{2}$
	рис. 16,*б*		$1{,}5k_{\text{т}}$	$\frac{6}{k_{\text{т}}}$	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{\pi}{2}$
	рис. 16,*в*		$1{,}5k_{\text{т}}$	$\frac{6}{k_{\text{т}}}$	$\frac{3}{\pi} k_{\text{т}}$	∞	$\frac{\pi}{2}$
	рис. 16,*г*		$1{,}5k_{\text{т}}$	$\frac{4}{k_{\text{т}}}$	$\frac{3}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{3}{\pi} k_{\text{т}}$	$\frac{\pi}{3}\sqrt{\frac{4}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}33$
	рис. 18,*а*	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	1	$\frac{2}{\pi}$	∞	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1{,}11$

Продолжение табл. 1

Схемы		τ	$U_{\text{н.макс}} \Big/ \frac{2}{\pi} E_{\text{л}m}$	k_i	$k_{\text{п}}$	$k_{\text{о}}$	k_{Φ}
С питанием тиристоров выпрямленным двухпульсным напряжением	рис. 18,*а*	∞	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	1	$\frac{2}{\pi}$	∞	1
	рис. 18,*б*	0	$\frac{2+\sqrt{3}}{4\sqrt{3}}$	1,2	$\frac{2+\sqrt{3}}{2\pi} \approx$ $\approx 0{,}6$	∞	$\frac{\pi}{\sqrt{3}+2}\sqrt{\frac{5}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx$ $\approx 1{,}16$
		∞	$\frac{2+\sqrt{3}}{4\sqrt{3}}$	1,2	$\frac{2+\sqrt{3}}{2\pi}$	∞	$\sqrt{1{,}2} \approx 1{,}1$
	рис. 18,*в*	0	0,75	1,5	$\frac{1{,}5}{\pi}$	∞	$\frac{\pi}{3}\sqrt{\frac{4}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx$ $\approx 1{,}33$
		∞	0,75	1,5	$\frac{1{,}5}{\pi}$	∞	$\sqrt{1{,}5} \approx 1{,}23$

Предельно допустимая величина обратного напряжения тиристора не лимитируется, так же как и в случае схемы рис. 18,*б*.

Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, равен $k_\Phi \approx 1{,}33$ при $\tau = 0$ и $k_\Phi = \sqrt{1{,}5}$ при $\tau \gg \pi$.

Рассмотренные схемы усилителей с двухпульсным питанием от трехфазной сети (рис. 18,*б* и *в*) с точки зрения использования тиристора почти не уступают трехпульсной схеме по рис. 9.

Основные показатели рассмотренных в данной главе схем сведены в табл. 1.

ГЛАВА ВТОРАЯ

РЕВЕРСИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ЕМКОСТНЫМ ОТКЛЮЧЕНИЕМ

8. Общие замечания

Усилители, обеспечивающие изменение знака выходного напряжения (тока) при изменении знака входного сигнала, принято называть реверсивными или двухтактными.

Построение реверсивных усилителей на тиристорах встречает ряд трудностей, одна из которых заключается в следующем. Поскольку тиристор выполняет роль ключа, то реверсивный усилитель, построенный на тиристорах, может нормально работать лишь в так называемом «режиме класса В», т. е. в таком режиме, когда одновременное открытое состояние обоих плеч (тактов) усилителя не имеет места [1]. В противном случае в схеме устанавливается путь для сквозного короткого замыкания, что может привести к выходу из строя тиристора и других элементов силовой цепи усилителя.

Обеспечение работы усилителя в классе В в стационарных режимах не встречает затруднений. Однако в переходных процессах при реверсе режим класса В может нарушаться. Если не принять специальных мер, то указанное нарушение неминуемо возникает при работе усилителя на индуктивность, поскольку при этом ранее открытое плечо после реверса сигнала управления останется открытым за счет э. д. с. самоиндукции в течение некоторого интервала времени, пропорционального постоянной времени нагрузки. В результате после реверса сигнала управления в открытом состоянии будут находиться оба плеча усилителя.

Во всех схемах, рассмотренных в предыдущей главе, при работе в режиме непрерывного тока и отсутствии обратного диода после

---

[1] Исключение составляют лишь однопульсные реверсивные схемы, а также схемы, в которых используются балластные дроссели. Однопульсные реверсивные усилители, а также многопульсные с балластными дросселями могут работать в режиме класса А; при этом одно плечо работает в режиме выпрямителя, а второе — инвертора [Л. 1, 31].

отключения сигнала управления по крайней мере один из тиристоров остается открытым до тех пор, пока ток нагрузки, уменьшающийся с постоянной времени $T_н$, не снижается до величины тока отключения тиристора. При наличии обратного диода задержка отключения тиристора после снятия сигнала управления не превышает полупериода частоты питания; однако в реверсивных схемах возможность использования неуправляемого обратного диода исключается.

Для того чтобы предотвратить возможность возникновения режима короткого замыкания при реверсе, существует ряд способов. Один из них заключается в таком построении устройства управления, при котором подача сигнала, открывающего запертое плечо, осуществляется лишь после того, как произошло запирание всех тиристоров во втором ранее открытом плече. Техническая реализация этого способа возможна как за счет введения фиксированной задержки в цепи управления, действующей только при реверсе (время задержки должно превышать максимально возможную длительность открытого состояния тиристора после снятия сигнала управления), так и за счет обратной связи по току, протекающему через тиристоры, обеспечивающей соответствующую блокировку сигнала управления. Недостатком такого способа является ухудшение динамических свойств усилителя, а также усложнение схемы управления.

Для ограничения тока при реверсе используются также добавочные сопротивления (обычно индуктивные), включаемые последовательно в цепь каждого плеча усилителя [Л. 1, 17, 31].

В данной главе рассматриваются реверсивные схемы, в которых запирание тиристоров во всех режимах работы обеспечивается за счет емкости включенной параллельно нагрузке. Величина емкости выбирается таким образом, чтобы условие запирания тиристоров выполнялось в течение каждого полупериода как в стационарных, так и в переходных процессах независимо от величины индуктивности нагрузки. В результате задержка отключения тиристоров после снятия сигнала управления не превышает полупериода частоты питания. При этом для предотвращения режима короткого замыкания достаточно, чтобы изменение сигнала управления при реверсе осуществлялось с задержкой большей или равной полупериоду частоты питания.

При наличии емкости, шунтирующей нагрузку, питание тиристоров можно осуществлять выпрямленным (но не сглаженным) напряжением аналогично тому, как это сделано в схемах, рассмотренных в § 7. Такое построение усилителя позволяет по крайней мере вдвое сократить необходимое количество управляемых вентилей в силовой цепи, а также соответственно упростить схему устройства управления.

Недостатком подобных схем является наличие конденсатора, величина которого при низких значениях частоты и напряжения питания может быть значительной; кроме того, наличие конденсатора, шунтирующего нагрузку после выпрямителя, ухудшает (увеличивает) коэффициент формы тока, потребляемого от источника питания. Отмеченные недостатки ограничивают область применения рассматриваемых ниже схем усилителями сравнительно небольшой мощности.

9. Схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети

На рис. 21 изображены два варианта силовой цепи реверсивного усилителя с питанием выпрямленным двухпульсным напряжением от однофазной сети и емкостным отключением [Л. 23].

Вариант на рис. 21,*а* построен по мостовой схеме и содержит четыре тиристора T_1—T_4; при этом питание может осуществляться непосредственно от сети. Вариант на рис. 21,*б*, построенный по дифференциальной схеме, содержит только два тиристора T_1, T_2, но в отличие от мостовой схемы требует наличия трансформатора (либо автотрансформатора).

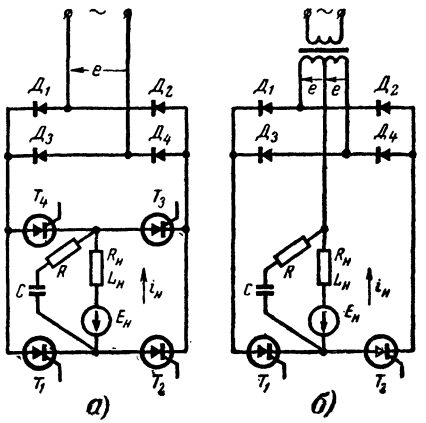


Рис. 21. Реверсивные схемы с двухпульсным питанием.
а — мостовая; *б* — дифференциальная.

Как уже отмечалось, рассматриваемые реверсивные схемы могут работать только в классе В. Для мостовой схемы (рис. 21,*а*) положительной полярности выходного тока $i_н$ соответствует открытое состояние управляемых вентилей T_1 и T_3, образующих «положительное плечо» усилителя; вентили «отрицательного плеча» T_2 и T_4 при этом остаются запертыми в течение всего периода частоты питания. При отрицательной полярности выходного тока состояние плеч изменяется на обратное. В дифференциальной схеме положительная полярность выходного тока имеет место, когда открыт вентиль T_1 (вентиль T_2 заперт); при этом в положительный полупериод напряжения питания e цепь тока $i_н$ замыкается через левую полуобмотку трансформатора Tp, диод $Д_1$, вентиль T_1 и нагрузку; в отрицательный полупериод — по пути: правая полуобмотка, диод $Д_3$, вентиль T_1, нагрузка. При отрицательной полярности выходного тока «работают» вентиль T_2 и диоды $Д_2$, $Д_4$.

Нагрузка на рис. 21 представлена в виде активно-индуктивного сопротивления $R_нL_н$ и противо-э. д. с. $E_н$, что соответствует, например, работе усилителя на якорь электродвигателя постоянного тока; в частном случае, при $E_н=0$ нагрузка соответствует обмотке возбуждения электрической машины или аппарата.

Запирание тиристоров в рассматриваемых схемах обеспечивается за счет емкости C, включенной параллельно нагрузке. В некоторых случаях оказывается целесообразным включение последовательно с емкостью добавочного сопротивления R (рис. 21); увеличение сопротивления R приводит к улучшению (уменьшению) коэффициентов амплитуды и формы тока, потребляемого от источника питания и протекающего через вентили.

Определим связь между параметрами схемы, при которой выполняется условие запирания тиристоров. Как уже указывалось, рассматриваемые реверсивные схемы могут работать лишь в классе В; поэтому можно ограничиться анализом работы одного плеча. Расчетная схема одного плеча силовой цепи усилителя с указанием обозначений и принятых положительных направлений переменных изображена на рис. 22. Управляемый вентиль представлен в виде синхронного ключа K, замыкающего цепь нагрузки в момент подачи сигнала управления и размыкающего цепь, когда величина тока i_a становится меньшей тока отключения тиристора $I_{откл}$; поскольку обычно $I_{откл} \ll i_н$, то в дальнейшем ток отключения будем считать равным нулю.

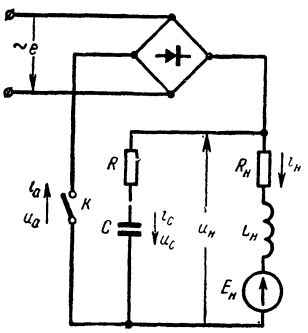


Рис. 22. Расчетная схема.

Определим минимальное (критическое) значение емкости $C=C_к$, при которой еще обеспечивается запирание тиристора, полагая вначале, что противо-э. д. с. нагрузки равна нулю ($E_н=0$).

В момент запирания ($\theta=\beta$) выполняется равенство:

$$i_a(\beta)=i_c(\beta)+i_н(\beta)=I_{откл}\approx 0.$$

Угол запирания должен удовлетворять условию $\beta \leqslant \pi$; следовательно, величина емкости должна быть выбрана таким образом, чтобы в конце полупериода ($\theta=\pi$) емкостный ток был отрицательным и по абсолютной величине превышал ток нагрузки

$$-i_c(\pi)\geqslant i_н(\pi)=I_{откл}\geqslant i_н(\pi). \qquad (57)$$

Закон изменения токов i_c и $i_н$ при открытом вентиле определяется уравнениями:

$$\omega L_н\frac{di_н}{d\theta}+i_н R_н=E_m\sin\theta; \qquad (58)$$

$$i_c R+\frac{1}{\omega C}\int i_c d\theta=E_m\sin\theta. \qquad (59)$$

Наибольшая величина $i_н(\pi)$ имеет место в режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$), поэтому достаточно обеспечить выполнение (57) при $\alpha=0$. Решая (58), (59) при граничных условиях $i_н(0)=i_н(\pi)$, $i_c(0)=i_c(\pi)$, получаем:

$$i_н(\pi)=\frac{E_m}{R_н}\cdot\frac{\tau}{(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}; \qquad (60)$$

$$i_c(\pi)=-\frac{E_m}{R}\cdot\frac{\tau_c}{(1+\tau_c^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau_c}\right)}, \qquad (61)$$

где

$$\tau = \frac{\omega L_н}{R_н}; \quad \tau_c = \omega RC.$$

Ток $i_н(\pi)$ согласно (60) монотонно увеличивается с ростом постоянной времени нагрузки от нуля при $\tau = 0$ до $i_н(\pi) = I_{н.макс} = \frac{2}{\pi}\frac{E_m}{R_н}$ при $\tau \to \infty$; уже при $\tau = 2\pi$ (постоянная времени равна периоду частоты питания) величина $i_н(\pi) \approx I_{н.макс}$ с погрешностью, не превышающей 2%. Ток $i_c(\pi)$ согласно (61) всегда отрицателен и монотонно уменьшается по абсолютной величине с ростом R от $|i_c(\pi)|_{макс} = \omega CE_m$ при $R = 0$ до нуля при $R \to \infty$.

Условие (57) при учете (60) и (61) принимает вид:

$$\frac{\tau_c(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}{\tau(1+\tau_c^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau_c}\right)} \geqslant \rho, \tag{62}$$

где

$$\rho = \frac{R}{R_н}.$$

Равенство (62) определяет критическую величину емкости $C_к$ в функции остальных параметров схемы. На рис. 23,*а* в соответствии с (62) построено семейство кривых

$$\sigma = \omega R_н C_к = \frac{\tau_c}{\rho} \tag{63}$$

в функции относительной постоянной времени нагрузки τ и отношения сопротивлений ρ; приведенные кривые позволяют найти величину $C_к$ при известных значениях ω, $R_н$, $L_н$ и R.

С ростом τ необходимая величина емкости монотонно возрастает; однако, когда $\rho < 1$, параметр σ имеет конечный предел при неограниченном увеличении τ. Величина σ при $\tau \to \infty$ согласно (62) и (63) определяется равенством:

$$\sigma = \omega R_н C_к = \frac{2}{\pi}(1+\tau_c^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau_c}\right) = \frac{2}{\pi}[1+(\sigma\rho)^2]\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\sigma\rho}\right). \tag{64}$$

Соответствующая зависимость σ в функции ρ приведена на рис. 23,*б*; при $\rho \to 1$ величина σ неограниченно возрастает. Таким образом, при $\rho < 1$ необходимая для запирания величина емкости имеет конечную величину при сколь угодно большой постоянной времени (индуктивности) нагрузки.

Когда $\rho < 0{,}5$ кривая на рис. 23,*б* может быть использована для определения $C_к$ уже при $\tau > 2$; погрешность в этом случае [по сравнению с точной формулой (62)] не превышает 5%; при $\tau < 2$ величина $C_к$ определяется по кривым на рис. 23,*а*. В частном случае

при $R = R_н$ ($\rho = 1$) равенство (62) становится эквивалентным условию так называемого «безразличного резонанса» [Л. 12]:

$$\tau_c = \tau \text{ или } C_к = \frac{L_н}{R_н^2}. \tag{65}$$

С целью уменьшения необходимой величины емкости величину сопротивления R желательно иметь по возможности меньшей. Минимально допустимое значение R определяется максимально допустимой величиной пика тока, протекающего через тиристор. Если допустимое пиковое значение тока значительно (в 3 — 10 раз) превы-

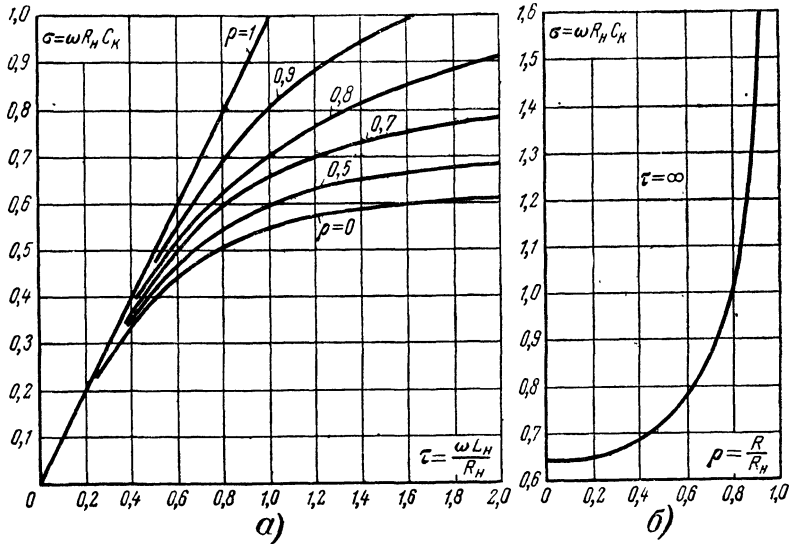


Рис. 23. Кривые для определения критической емкости.

шает среднюю величину тока нагрузки, величина ρ может быть выбрана достаточно малой ($\rho = R/R_н \approx 0{,}1 - 0{,}3$). В ряде случаев достаточная степень ограничения пикового тока обеспечивается за счет выходного сопротивления источника питания; при этом схема может удовлетворительно работать и при отсутствии добавочного сопротивления ($\rho = 0$).

Когда ρ достаточно мало, условие (62) принимает вид:

$$\sigma = \omega R_н C \geqslant \frac{\tau}{(1 + \tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}, \tag{66}$$

если при этом $\tau > 2 \div 3$, то

$$\sigma = \frac{2}{\pi} \quad \text{и} \quad C_к = \frac{1}{\pi^2 f R_н}. \tag{67}$$

Приведенные выше соотношения для определения критической емкости получены в предположении, что противо-э. д. с нагрузки равна нулю. При наличии положительной противо-э. д. с. величина тока нагрузки при прочих равных условиях уменьшается. Поэтому если величина емкости установлена для случая пассивной нагрузки ($E_н=0$), то условия запирания тиристора будут заведомо выполняться и при любом положительном значении противо-э. д. с. Иначе говоря, если величина емкости удовлетворяет условию запирания тиристора при работе усилителя на якорь заторможенного двигателя, т. е. в режиме пуска ($R_н$, $L_н$ — сопротивление и индуктивность якоря, $I_{н.макс}$ — пусковой ток двигателя), то это условие будет заведомо выполняться и для вращающейся машины, работающей в двигательном режиме.

Когда двигатель работает в генераторном или тормозном режимах, э. д. с. $E_н$ на рис. 22 будет отрицательной ($E_н<0$, «согласная» э. д. с.). При этом величина тока нагрузки в конце полупериода в режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$) определяется уравнением

$$i_н(\pi)=\frac{E_m}{R_н}\left[\frac{\tau}{(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}+\varepsilon\right]^*, \tag{69}$$

где

$$\varepsilon=\frac{E_н}{E_m} \tag{70}$$

— относительная величина э. д. с. нагрузки.

В результате условие запирания (57) принимает вид:

$$\frac{\tau_c}{(1+\tau_c^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau_c}\right)}\geqslant\rho\left[\frac{\tau}{(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}+\varepsilon\right]. \tag{71}$$

При достаточно малых значениях сопротивления R ($\rho\ll 1$) получаем:

$$C_к=\frac{1}{\omega R_н}\left[\frac{\tau}{(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right)}+\varepsilon\right]. \tag{72}$$

Если $\tau>2\div 3$, то

$$C_к\approx\frac{1}{\omega R_н}\left(\frac{2}{\pi}+\varepsilon\right). \tag{73}$$

Таким образом, наличие емкости позволяет обеспечить запирание тиристора. т. е. сохранить управляемость усилителя и в случае согласной э. д. с. нагрузки.

Рассмотрим теперь характер изменения переменных в стационарном режиме работы для общего случая нагрузки на активно-индуктивное сопротивление и противо-э. д. с. при некотором проме-

---

* Уравнение (69) справедливо только для $\varepsilon>0$, т. е. для случая согласной э. д. с.

жуточном значении угла открытия; соответствующие временные диаграммы приведены на рис. 24.

В момент $\theta = \alpha$ сигнал управления $i_у$ открывает вентиль и через него протекает импульс тока $i_{а.макс} = i_{с.макс} + i_н(\alpha)$, величина которого ограничивается сопротивлением R и (или) выходным сопротивлением источника питания.

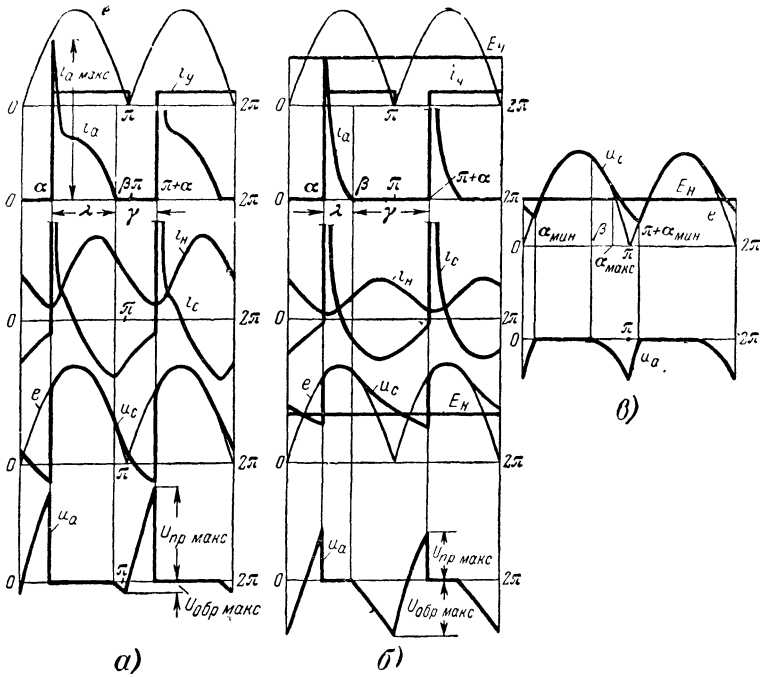


Рис. 24. Временные диаграммы для схемы рис. 22.

В интервале проводимости $\alpha < \theta < \beta$ тиристор открыт ($u_а = 0$) и, следовательно, имеют место уравнения:

$$\omega L_н \frac{di_н}{d\theta} + i_н R_н = E_m \sin\theta - E_н; \tag{74}$$

$$u_с = E_m \sin\theta - \omega RC \frac{du_с}{d\theta} \approx E_m \sin\theta; \tag{75}$$

$$i_с = \omega C \frac{du_с}{d\theta} \approx \omega C E_m \cos\theta. \tag{76}$$

В дальнейшем будем полагать, что сопротивление R достаточно мало ($\rho \ll 1$); в этом случае справедливы приближенные равенства (75), (76).

Решение (74) при начальном условии $\theta = \alpha$, $i_н = i_н(\alpha)$ дает следующий закон изменения тока нагрузки в интервале проводимости

$$i_н(\theta) = \frac{E_m}{R_н}\left[\frac{\sin\theta - \tau\cos\theta}{1+\tau^2} - \varepsilon\right] + \left[i_н(\alpha) - \frac{E_m}{R_н}\left(\frac{\sin\alpha - \tau\cos\alpha}{1+\tau^2} - \varepsilon\right)\right] e^{-\frac{\theta-\alpha}{\tau}}. \quad (77)$$

Запирание тиристора происходит в момент времени $\theta = \beta$, когда емкостный ток по абсолютной величине становится равным току нагрузки; в результате согласно (76) получаем:

$$i_н(\beta) = -i_c(\beta) \approx -\omega C E_m \cos\beta. \quad (78)$$

Напряжение на нагрузке к моменту запирания равно:

$$u_н(\beta) = E_m \sin\beta \approx u_c(\beta). \quad (79)$$

В интервале $\beta < \theta < \pi + \alpha$ вентиль закрыт ($i_a = 0$); при этом ток нагрузки замыкается через емкость ($i_н = -i_c$) и определяется уравнением

$$i_н R_н + \omega L_н \frac{di_н}{d\theta} + \frac{1}{\omega C}\int i_н d\theta = -E_н. \quad (80)$$

Для напряжения на нагрузке, равного при $R = 0$ напряжению на емкости ($u_н = u_c$) получаем:

$$\omega^2 L_н C \frac{d^2u_c}{d\theta^2} + \omega R_н C \frac{du_c}{d\theta} + u_c = E_н. \quad (81)$$

Решение (80), (81) при начальных условиях (78), (79) дает закон изменения тока и напряжения на нагрузке при закрытом вентиле:

$$u_н = u_c = E_н + Ae^{-\frac{\theta}{2\tau}}\sin(k_0\theta + \varkappa); \quad (82)$$

$$i_н = \omega C A e^{-\frac{\theta}{2\tau}}\left[\frac{1}{2\tau}\sin(k_0\theta + \varkappa) - k_0\cos(k_0\theta + \varkappa)\right], \quad (83)$$

где

$$A = \frac{E_m(\sin\beta - \varepsilon)e^{\frac{\beta}{2\tau}}}{\sin(k_0\beta + \varkappa)},$$

$$\operatorname{tg}(k_0\beta + \varkappa) = \frac{k_0}{\frac{1}{2\tau} + \frac{\cos\beta}{\sin\beta - \varepsilon}}; \quad (84)$$

$$k_0 = \frac{\omega_0}{\omega}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_н C} - \frac{R_н^2}{4L_н^2}}. \quad (85)$$

Решение (80), (81) имеет колебательный характер (82), (83) в том случае, когда собственная частота контура (85) является действительным числом. Покажем, что данное условие всегда выполняется, если величина емкости удовлетворяет условию запирания тиристора. Подставляя в (85) значение критической емкости из (66), получаем:

$$k_0 = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{2\tau}\sqrt{\frac{4\tau}{\sigma} - 1} = \frac{1}{2\tau}\sqrt{4(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right) - 1}; \quad (86)$$

т. е. собственная частота контура определяется только постоянной времени нагрузки. Поскольку при любом значении $\tau > 0$ справедливо неравенство

$$4(1+\tau^2)\,\mathrm{th}\left(\frac{\pi}{2\tau}\right) > 1,$$

то величина ω_0 всегда является действительным числом. Зависимость k_0 в функции τ построена на рис. 25.

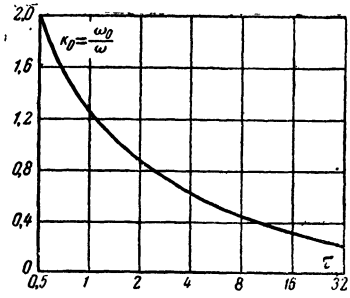


Рис. 25. Зависимость k_0 в функции τ.

Полученные уравнения определяют закон изменения переменных при открытом и закрытом тиристоре и справедливы как для переходных, так и для стационарного режимов работы схемы.

При расчете переходного процесса, вызванного изменением угла отпирания α, необходимо знать начальное значение тока $i_н(\alpha)$; при этом из уравнений (77) и (78) можно найти величины угла запирания β и тока $i_н(\beta)$; далее из уравнения (83) определяется значение тока $i_н(\alpha+\pi)$ и т. д.

В стационарном режиме работы по определению

$$i_н(\alpha) = i_н(\pi+\alpha). \quad (87)$$

При этом угол отпирания однозначно определяет величину угла запирания. Зависимость $\beta=\beta(\alpha)$ вытекает из совместного решения уравнений (77), (83) и (87) и может быть представлена в виде:

$$\frac{[\sin\beta - \tau\cos\beta - (1+\tau^2)\,\varepsilon]\,e^{\frac{\beta}{\tau}} - \ldots}{(1+\tau^2)\left[e^{\frac{\beta}{\tau}} + \frac{1}{2k_0\tau}\,e^{\frac{\alpha+\beta-\pi}{2\tau}} \times\right.}$$

$$\frac{-[\sin\alpha - \tau\cos\alpha - (1+\tau^2)\,\varepsilon]\,e^{\frac{\alpha}{\tau}} + \frac{1+\tau^2}{k_0\tau}\,e^{\frac{\alpha+\beta-\pi}{2\tau}}\,(\sin\beta - \varepsilon)\sin k_0\gamma}{\left.\times\,(\sin k_0\gamma - 2k_0\tau\cos k_0\gamma)\right]} =$$

$$= -\sigma\cos\beta, \quad (88)$$

где, кроме ранее принятых обозначений, $\gamma = \pi - (\beta - \alpha) = \pi - \lambda$.

Поскольку k_0 зависит только от τ (86), то уравнение (88) определяет угол запирания как функцию $\beta=\beta(\alpha, \tau, \varepsilon)$.

Соотношение (88) справедливо до тех пор, пока интервал проводимости $\lambda=\beta-\alpha>0$. Критическое значение угла отпирания $\alpha=\alpha_к$, при котором интервал проводимости становится равным нулю, определяется из (88), если принять $\alpha=\beta=\alpha_к$, в результате получаем:

$$\frac{(\sin\alpha_к-\varepsilon)\sin k_0\pi}{k_0\tau\left(e^{\frac{\pi}{2\tau}}-\cos k_0\pi\right)+0{,}5\sin k_0\pi}=-\varepsilon\cos\alpha_к. \qquad (89)$$

При дальнейшем увеличении угла отпирания $\beta=\alpha$, $\lambda=0$ и $\gamma=\pi$.

Сигнал управления вызывает открывание тиристора лишь при условии, что $e(\alpha)=E_m\sin\alpha>E_н$.

Когда угол отпирания достигает значения

$$\alpha_{макс}=\arcsin\frac{E_н}{E_m}=\arcsin\varepsilon, \qquad (90)$$

указанное условие перестает выполняться, тиристор остается запертым и, следовательно, ток нагрузки становится равным нулю — наступает режим холостого хода усилителя. Можно показать, что всегда $\alpha_{макс}>\alpha_к$. Величина $\alpha_{макс}$ определяет верхний предел рабочего диапазона угла отпирания (диапазона управления).

Нижний предел диапазона упрвления $\alpha_{мин}$ определяется из условия

$$e(\alpha_{мин})=E_m\sin\alpha_{мин}=u_c(\alpha_{мин}), \qquad (91)$$

где $u_c(\alpha_{мин})$ — значение напряжения на емкости, изменяющегося в соответствии с (82) при $\theta=\alpha_{мин}$. Величина $\alpha_{мин}$ является функцией τ и ε и определяется путем совместного решения уравнений (82) и (91).

Если $\alpha<\alpha_{мин}$, напряжение на емкости в момент поступления сигнала управления превышает напряжение питания и, следовательно, тиристор остается запертым до момента времени $\theta=\alpha_{мин}$, когда выполняется равенство (91) (см. рис. 24,*в*). Таким образом, уменьшение угла отпирания ниже значения $\alpha_{мин}$ уже не приводит к увеличению тока (напряжения) нагрузки, т. е. при $\alpha=\alpha_{мин}$ наступает режим максимальной отдачи усилителя. В результате рабочий диапазон изменения угла отпирания лежит в пределах $\alpha_{мин}<\alpha<\alpha_{макс}$, где $\alpha_{макс}$ соответствует режиму холостого хода усилителя ($I_н=0$), а $\alpha_{мин}$ — режиму максимальной отдачи ($I_н=I_{н.макс}$), причем $\alpha_{макс}$ является только функцией ε, а $\alpha_{мин}$ — τ и ε.

Если нагрузка представляет собой обмотку возбуждения, то в большинстве случаев выполняется условие $\tau\gg\pi$; при повышенной частоте питания указанное условие часто оказывается справедливым и при нагрузке усилителя на якорь двигателя. В этих случаях переменной составляющей тока $i_н$ можно пренебречь и полагать, что мгновенное значение тока нагрузки в течение всего периода равно его среднему значению: $i_н=I_н$; соответствующие временные диаграммы приведены на рис. 26.

В интервале проводимости $\alpha < \theta < \beta$ вентиль открыт и напряжение на емкости изменяется по линейному закону:

$$u_c = u_c(\beta) + \frac{1}{\omega C}\int_{\beta}^{\theta} i_c d\theta = E_m \sin\beta - \frac{I_н}{\omega C}(\theta - \beta). \qquad (92)$$

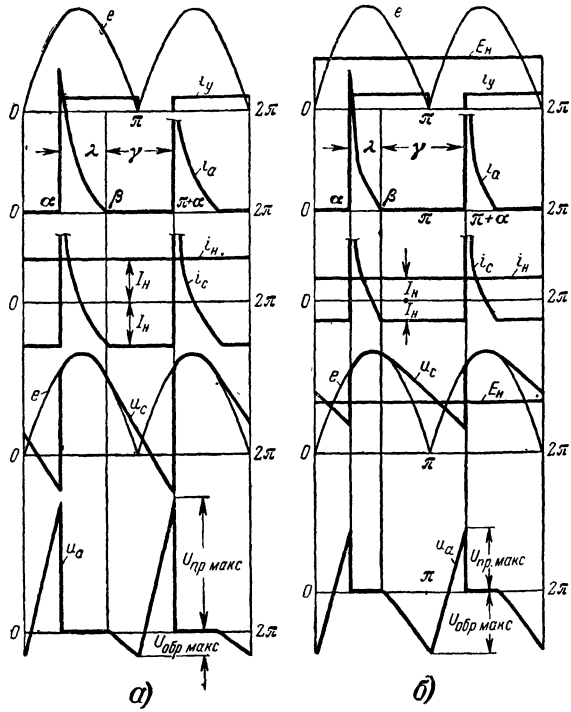


Рис. 26. Временные диаграммы для схемы рис. 22 при $\tau = \infty$.

В рассматриваемом случае ($\tau \gg \pi$) уравнения (88) и (89), определяющие зависимость $\beta = \beta(\alpha)$ и величину $\alpha_к$, упрощаются и принимают вид:

$$\frac{\cos\alpha - \cos\beta + \gamma\sin\beta - \pi\varepsilon}{1 + \frac{\gamma^2}{2\pi\sigma}} = -\pi\sigma\cos\beta; \qquad (88а)$$

$$\sin\alpha_к - \varepsilon = -\left(\sigma + \frac{\pi}{2}\right)\cos\alpha_к. \qquad (89а)$$

Для минимального значения угла отпирания справедливо соотношение

$$\sin \alpha_{\text{мин}} - \sin \beta - (\pi + \alpha_{\text{мин}} - \beta) \cos \beta = 0, \tag{93а}$$

которое с учетом (88а) позволяет найти величину $\alpha_{\text{мин}}$.

Полученные уравнения (88) — (91) определяют зависимость $\beta = \beta(\alpha)$, а также граничные значения угла отпирания $\alpha_{\text{макс}}$ и $\alpha_{\text{мин}}$ для стационарного режима работы в функции безразмерных параметров нагрузки τ и ε. Соответствующие кривые построены на рис. 27.

Зная зависимость $\beta = \beta(\alpha)$, можно найти закон изменения любой переменной в схеме в функции угла отпирания. Определим в первую очередь характеристику вход — выход — зависимость среднего значения тока (напряжения) нагрузки в функции α.

В интервале $\alpha < \theta < \beta$ мгновенное значение тока нагрузки изменяется согласно (77), а в интервале $\beta < \theta < \pi + \alpha$ — согласно (83). При этом после интегрирования получаем:

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_{\text{н}}(\theta)\, d\theta = \frac{E_m}{\pi R_{\text{н}}} \left\{ \cos \alpha - \cos \beta - \varepsilon (\beta - \alpha) + \right.$$

$$+ \sigma\tau \frac{\sin \beta - \varepsilon}{\sin (k_0 \beta + \varkappa)} \left[\frac{\sin (k_0 \beta + \varkappa)}{2\tau} + k_0 \cos (k_0 \beta + \varkappa) - \right.$$

$$\left. \left. - e^{-\frac{\gamma}{2\tau}} \left(\frac{\sin [k_0 (\pi + \alpha) + \varkappa]}{2\tau} + k_0 \cos [k_0 (\pi + \alpha) + \varkappa] \right) \right] \right\}. \tag{94}$$

Среднее значение напряжения на нагрузке независимо от величины $L_{\text{н}}$ и C равно:

$$U_{\text{н}} = E_{\text{н}} + I_{\text{н}} R_{\text{н}}. \tag{95}$$

При $\tau \gg \pi$ уравнение (94) упрощается и принимает вид:

$$I_{\text{н}} = \frac{E_m}{\pi R_{\text{н}}} \frac{\cos \alpha - \cos \beta + \gamma \sin \beta - \pi\varepsilon}{1 + \frac{\gamma^2}{2\pi\sigma}}. \tag{94а}$$

Поскольку в стационарном режиме $\beta = \beta(\alpha)$, то уравнения (94), (95) однозначно определяют зависимости $I_{\text{н}} = I_{\text{н}}(\alpha)$ и $U_{\text{н}} = U_{\text{н}}(\alpha)$. Соответствующие кривые в относительных единицах построены на рис. 27.

Определим теперь зависимость амплитуды прямого $U_{\text{пр.макс}}$ и обратного $U_{\text{обр.макс}}$ напряжений на закрытом тиристоре в стационарном режиме работы от угла отпирания. Можно показать, что указанные величины принимают максимальные значения при $\tau \to \infty$; поэтому ограничимся рассмотрением только этого случая ($\tau \gg \pi$).

Как следует из временных диаграмм, приведенных на рис. 26, максимум прямого напряжения на тиристоре имеет место непосредственно перед его открыванием, т. е. при $\theta = \alpha - 0$ и определяется равенством

$$U_{\text{пр.макс}} = \Delta U_{\text{с}} = u_{\text{с}}(\alpha + 0) - u_{\text{с}}(\alpha - 0) = E_m \sin \alpha - u_{\text{с}}(\alpha - 0),$$

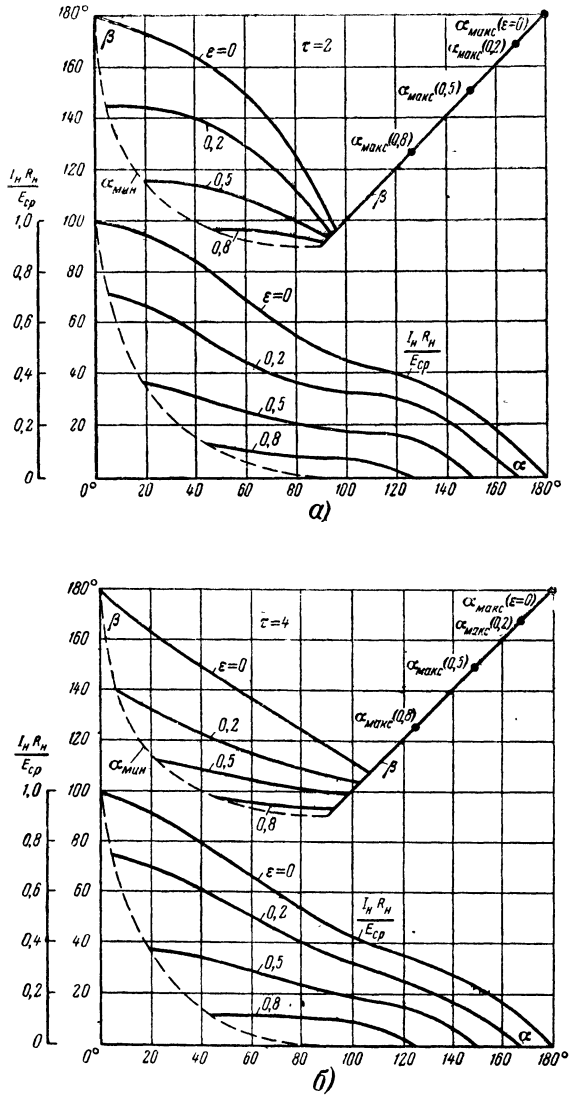
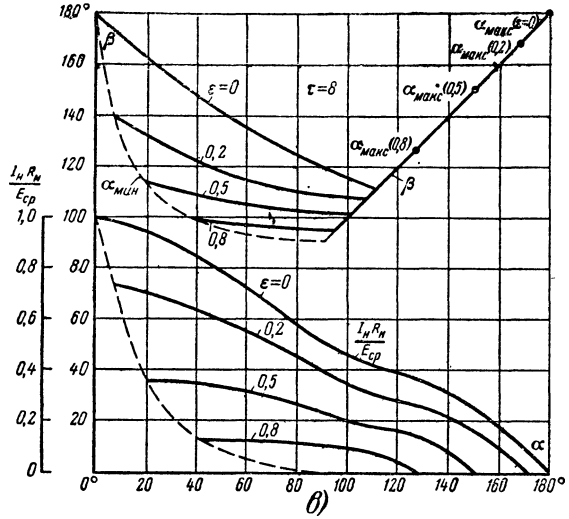
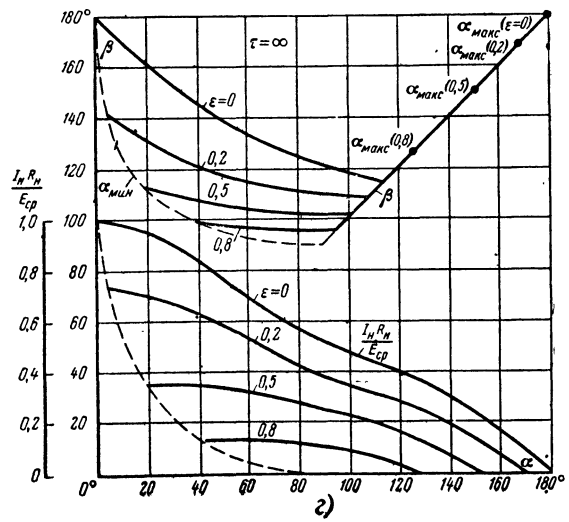


Рис. 27. Характеристики вход—выход при различных зна-



в)



г)

чениях ε и τ.

где ΔU_c — «скачок» напряжения на емкости после открытия тиристора *. Величина $u_c(\alpha-0)=u_c(\alpha+\pi-0)$ согласно (92) равна:

$$u_c(\alpha-0)=E_m\sin\beta-\frac{I_н}{\omega C}(\pi+\alpha-\beta).$$

В результате, учитывая ранее принятые обозначения, получаем:

$$U_{пр.макс}=\Delta U_c=E_m\left(\sin\alpha-\sin\beta+\frac{\gamma I_н R_н}{\sigma E_m}\right). \qquad (96)$$

Поскольку $\beta=\beta(\alpha)$ и $I_н=I_н(\alpha)$, то уравнение (96) при заданных параметрах схемы однозначно определяет зависимость $\Delta U_c=$

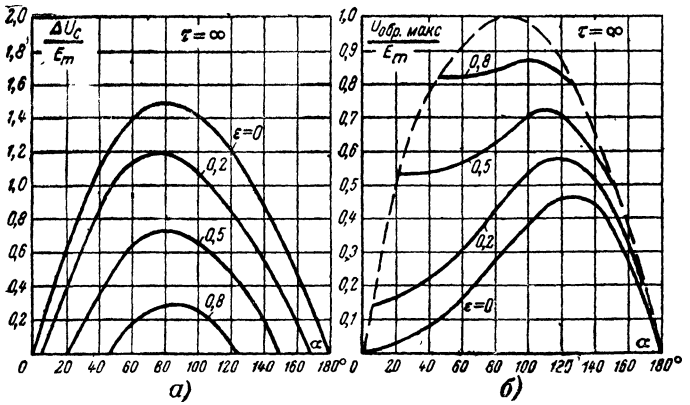


Рис. 28. Зависимость ΔU_c и $U_{обр.макс}$ в функции угла отпирания.

$=\Delta U_c(\alpha)$; соответствующее семейство кривых построено на рис. 28,*а*. Как следует из рис. 28,*а*, наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре имеет место при пассивной нагрузке ($\varepsilon=0$) и примерно в 1,5 раза превышает амплитуду напряжения питания.

В мостовой реверсивной схеме (рис. 21,*а*) величина $U_{пр.макс}$, определяемая (96), прикладывается к двум последовательно включенным тиристорам «работающего» (при данной полярности входного сигнала) плеча, например к тиристорам T_1 и T_3. Если тиристоры шунтируются выравнивающими сопротивлениями, то к каждому из тиристоров работающего плеча будет приложено прямое напряжение, равное 0,5 $U_{пр.макс}$.

Максимальная величина прямого напряжения, приложенного к двум последовательно включенным тиристорам «неработающего» плеча мостовой схемы (например, к тиристорам T_2 и T_4), равна $U'_{пр.макс}=E_m+E_н$.

* Заряд емкости после открывания тиристора происходит с конечной скоростью, определяемой постоянной времени RC; однако, поскольку принято, что $\tau_c=\omega RC\ll 1$, то время заряда мало по сравнению с полупериодом частоты питания.

Поскольку обычно величина противо-э. д. с. не превышает амплитуды напряжения питания ($E_н \leqslant E_m$), то $U'_{пр.макс} \leqslant 2E_m$. Значение $U_{пр.макс}$ для работающего плеча также не превышает $2E_m$ (см. рис. 28,*а*).

Таким образом, при наличии выравнивающих сопротивлений наибольшая величина прямого напряжения, приложенного к одному тиристору в мостовой реверсивной схеме в стационарном режиме работы, не превышает E_m.

В дифференциальной реверсивной схеме (рис. 21,*б*) максимум прямого напряжения на тиристоре работающего плеча (например, на тиристоре T_1) равен $U_{пр.макс}$ (96), т. е. не превышает $2E_m$, а на тиристоре неработающего плеча (например, T_2) достигает $2E_m$ (когда интервал проводимости тиристора T_1 включает в себя $\theta = 90°$, амплитуда прямого напряжения на тиристоре T_2 равна $2E_m$). Таким образом, наибольшая величина прямого напряжения, приложенного к одному тиристору в дифференциальной реверсивной схеме в стационарном режиме работы, равна $2E_m$.

Максимум обратного напряжения на тиристоре имеет место, когда $e = 0$ ($\theta = \pi$) и определяется равенством (см. рис. 26): $U_{обр.макс} = -u_c(\pi)$. Величина $u_c(\pi)$ определяется из (92); в результате получаем:

$$U_{обр.макс} = -E_m\left[\sin\beta - \frac{I_н R_н}{\sigma E_m}(\pi - \beta)\right]. \qquad (97)$$

Соответствующее семейство кривых построено на рис. 28,*б*. При пассивной нагрузке ($E_н = 0$). наибольшая величина $U_{обр\,макс}$ не превышает 0,5 E_m; когда $\varepsilon \to 1$, наибольшая величина обратного напряжения достигает E_m.

Как уже отмечалось, тиристор в рассматриваемых схемах «защищен» от воздействия обратного напряжения диодами выпрямителя питания.

Рассмотрим величину тока, протекающего через тиристор. Среднее значение этого тока ($I_а$) в стационарном режиме работы всегда равно току нагрузки, т. е. коэффициент использования тиристора по току в рассматриваемых схемах равен $k_i = 1$.

Наибольшая величина тока нагрузки в стационарном режиме работы имеет место при $E_н = 0$ и $\alpha = 0$. Полагая, что $\tau \gg \pi$ и величина емкости выбрана в соответствии с (67), получаем следующий закон изменения тока $i_а$:

$$i_а = i_н + i_c = I_н + \omega C E_m \cos\theta = I_н(1 + \cos\theta).$$

Действующее значение этого тока равно $I_{а.дейст} = \sqrt{1{,}5}\,I_н$, т. е. в указанных условиях коэффициент формы тока, протекающего через тиристор, равен $k_ф = \sqrt{1{,}5} \approx 1{,}22$. В «обычных» схемах, когда тиристор используется только в течение одного полупериода и при прочих равных условиях, $k_ф = \sqrt{2}$. Таким образом, в режиме максимальной отдачи наличие емкости не ухудшает использования тиристора по току по сравнению с обычными схемами, где тиристор работает в качестве однополупериодного выпрямителя.

По мере увеличения угла открытия α среднее значение тока, протекающего через тиристор, уменьшается, а коэффициент формы этого тока увеличивается. Увеличение коэффициента формы, связанное с импульсом емкостного тока, протекающего через тиристор в момент его открытия, может быть настолько существенным, что максимум мощности, рассеиваемой тиристором, согласно (10) может иметь место не в режиме максимальной отдачи (α=0), а при некотором промежуточном значении угла отпирания α>0. В качестве примера на рис. 29 приведены экспериментальные зависимости тем-

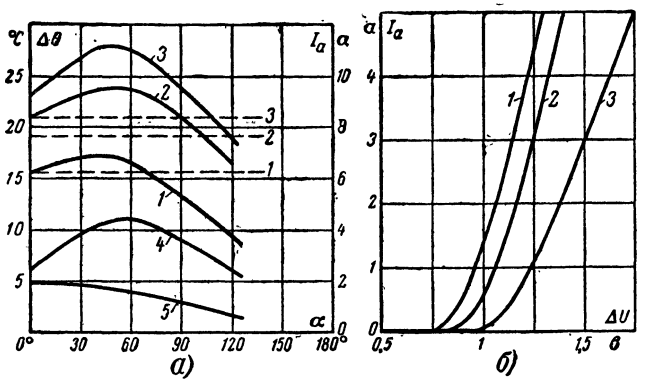


Рис. 29. Зависимости температуры перегрева тиристоров в функции угла отпирания α, снятые в схеме рис. 21 для трех экземпляров приборов, вольт-амперные характеристики которых приведены на рис. 29,*б* (сплошные кривые *1, 2, 3*); пунктирные прямые соответствуют температуре перегрева при постоянном токе через тиристор, равном 2 *а* (номинальное значение прямого тока для испытуемых приборов); кривая *4* — зависимость действующего значения тока I_a в функции α; *5* — то же для среднего значения тока.

пературы перегрева тиристора в функции α; максимум рассеиваемой мощности имеет место при α≈45°—55° и превышает мощность потерь в режиме максимальной отдачи на 10—30%.

Следует отметить, что в ряде случаев рассматриваемые схемы используются в качестве реверсивных реле (в частности, и с непрерывным управлением за счет широтно-импульсной модуляции на частоте, меньшей частоты питания); при этом работа схемы с промежуточными значениями угла открытия не имеет места.

В заключение приведем осциллограммы переходных процессов при реверсе для случая пассивной активно-индуктивной нагрузки (рис. 30,*а*) и нагрузки на якорь двигателя постоянного тока (рис. 30,*б*). Изменение полярности сигнала управления осуществляется с задержкой на полупериод частоты питания; задержка запирания тиристора ранее включенного плеча также не превышает полупериода частоты питания. Длительность переходного процесса в первом случае (рис. 30,*а*) обусловлена в основном постоянной времени нагрузки, а во втором случае (рис. 30,*б*) — электромеханической постоянной времени двигателя.

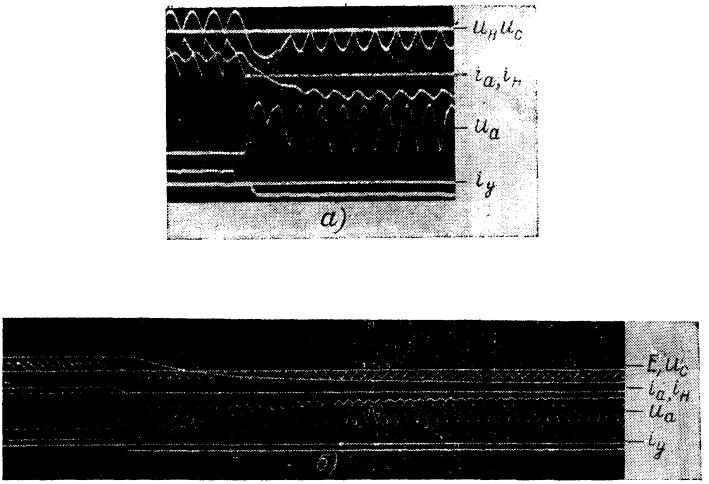


Рис. 30. Осциллограммы переходных процессов в схеме рис. 21,*б*.
а — $\varepsilon=0$; $\tau=4$, $\alpha=0$; *б* — $\varepsilon=0{,}6$, $\tau=4$, $\alpha=0$.

10. Схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети без нулевого провода

Силовая цепь рассматриваемого реверсивного усилителя изображена на рис. 31 [Л. 25]. Каждое плечо построено аналогично схеме на рис. 18,*в*. Однако в данном случае возможность использования обратного диода (с целью обеспечить условие запирания тиристора при активно-индуктивной нагрузке) исключается. Так же как и в схемах, рассмотренных в предыдущем параграфе, запирание тиристора при любой величине постоянной времени нагрузки можно обеспечить за счет емкости C, показанной на рис. 31 пунктиром. Однако необходимость включения емкости возникает не при любом значении τ. Если величина постоянной времени нагрузки не превышает некоторого критического значения $\tau_к$, то ток нагрузки в рассматриваемой схеме при $C=0$ имеет прерывистый характер и, следовательно, условие запирания тиристора выполняется и при отсутствии емкости. Если $\tau>\tau_к$, то ток нагрузки становится непрерывным и, следовательно, возникает необходимость включения емкости. Ниже показано, что критическое значение относительной величины постоянной времени нагрузки при $E_н=0$ равно $\tau_к\approx 2{,}75$.

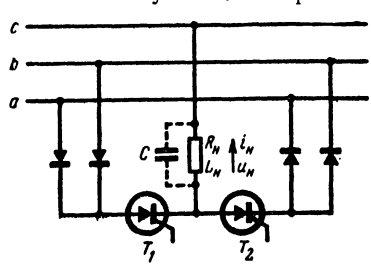


Рис. 31. Реверсивная схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети без нулевого провода.

Таким образом, возможны два варианта использования схемы на рис. 31: вариант 1, когда $\tau < \tau_к$, $C = 0$, и вариант 2, когда $\tau \geqslant \tau_к$, $C \geqslant C_к$. Рассмотрим вначале первый вариант.

а) Работа схемы при $\tau < \tau_к$, $C = 0$ (режим прерывистого тока)

Эквивалентная схема одного плеча силовой цепи усилителя, нагруженного на активно-индуктивное сопротивление $R_н$, $L_н$ и противо-э. д. с. $E_н$, приведена на рис. 32,*а*.

Коммутация неуправляемых вентилей $Д_1$ и $Д_2$ происходит при изменении знака линейного напряжения e_{ab}, которое в дальнейшем

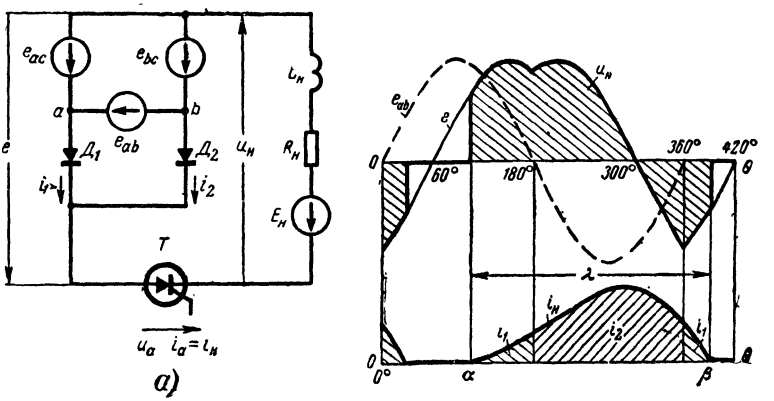


Рис. 32. Эквивалентная схема (*а*) и временные диаграммы изменения переменных (*б*).

принято равным $e_{ab} = E_{л\,m} \sin \theta$; при этом $e_{ac} = E_{л\,m} \sin (\theta - 60)$ и $e_{bc} = E_{л\,m} \sin (\theta - 120)$.

Характер изменения переменных в схеме изображен на рис. 32,*б*. В интервале проводимости ($\alpha < \theta < \beta$) изменение тока нагрузки определяется уравнением

$$\omega L_н \frac{di_н}{d\theta} + i_н R_н = e - E_н, \tag{98}$$

где

$$e = \begin{cases} E_{л\,m} \sin (\theta - 60), & 0° < \theta < 180°, \\ E_{л\,m} \sin (\theta - 120), & 180° < \theta < 360°. \end{cases} \tag{99}$$

Рассмотрим вначале режим максимальной отдачи при $E_н = 0$. Если условие запирания тиристора выполняется в указанном режиме работы, то оно будет заведомо выполняться при любых значениях угла отпирания и э. д. с. нагрузки $E_н > 0$.

Режим максимальной отдачи при $E_н = 0$ имеет место, когда угол отпирания равен $\alpha = 60°$. В результате решения (98) при $E_н = 0$ и граничных условиях $i_н(60°) = i_н(\beta) = 0$ получаем следующие

уравнения, определяющие зависимость интервала проводимости $\lambda=\beta-\alpha=\beta-60°$ в функции относительной постоянной времени нагрузки:

$$\sin(\lambda-60-\varphi)+\sin\varphi\left(1+e^{\frac{2\pi}{3\tau}}\right)e^{-\frac{\lambda}{\tau}}=0,$$

$$240°<\lambda<300°; \quad (100а)$$

$$\sin(\lambda-\varphi)+\sin\varphi\left(1+e^{\frac{2\pi}{3\tau}}+e^{\frac{5\pi}{3\tau}}\right)e^{-\frac{\lambda}{\tau}}=0,$$

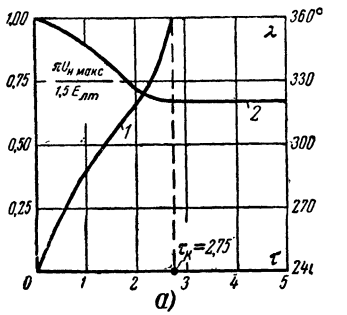
$$300°<\lambda<360°, \quad (100б)$$

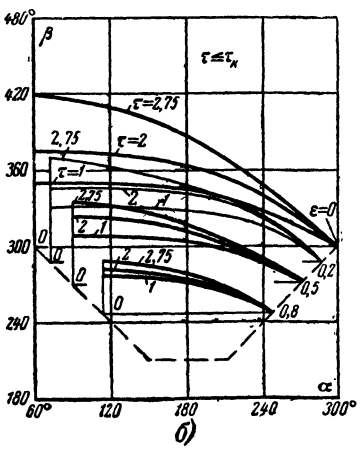
где по-прежнему $\varphi=\operatorname{arctg}\tau$.

При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) $\lambda=240°$. С ростом τ интервал проводимости увеличивается. Когда интервал проводимости стновится равным $\lambda=360°$, наступает режим непрерывного тока и условие запирания тиристора нарушается. Подставляя в (100б) значение $\lambda=360°$, получаем следующее равенство для определения критической постоянной времени нагрузки:

$$e^{\frac{2\pi}{\tau_к}}-e^{\frac{5\pi}{3\tau_к}}-e^{\frac{2\pi}{3\tau_к}}-1\doteq 0. \quad (100в)$$

Решение (100в) дает $\tau_к\approx 2{,}75$. Зависимость $\lambda=\lambda(\tau)$, вытекающая из (100), построена на рис. 33,*а* (кривая *1*).





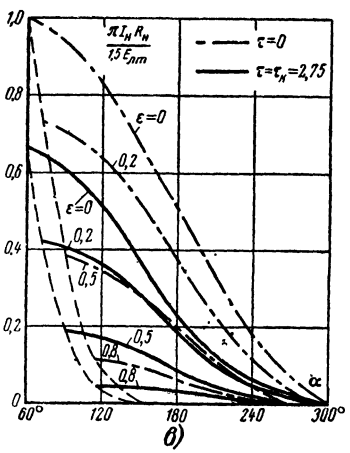


Рис. 33. Характеристики для схем рис. 31 при $\tau<\tau_к$.

Среднее значение выходного напряжения (тока) в режиме максимальной отдачи при $E_н=0$ равно:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс}R_н = \frac{E_{лт}}{2\pi}\int_{60}^{\beta=\lambda+60} e\,d\theta =$$

$$= \begin{cases} \frac{E_{лт}}{2\pi}[2+\cos(\lambda-240)], & 240^\circ < \lambda < 300^\circ, \\ \frac{E_{лт}}{2\pi}[3-\cos(\lambda-360)], & 300^\circ < \lambda < 360^\circ. \end{cases} \qquad (101)$$

При $\tau=0$ интервал проводимости $\lambda=240^\circ$ и $U_{н.макс}=\frac{3E_{лт}}{2\pi}$; при $\tau=\tau_к$ $\lambda=360^\circ$ и $U_{н.макс}=\frac{1}{\pi}E_{лт}$. Поскольку $\lambda=\lambda(\tau)$, то уравнение (101) определяет зависимость $U_{н.макс}$ в функции τ; соответствующая кривая (в относительных единицах) построена на рис. 33,*а* (кривая *2*).

Решение (98) в общем случае $\alpha>60^\circ$, $E_н>0$ позволяет найти зависимость угла запирания β в функции угла отпирания α и безразмерных параметров схемы: относительной противо-э. д. с. нагрузки $\varepsilon=E_н/E_{лт}$ и относительной постоянной времени τ.

Искомая зависимость $\beta=\beta(\alpha, \varepsilon, \tau)$ определяется уравнениями:

$$\cos\varphi\sin(\beta-120-\varphi)-\varepsilon+\left\{\cos\varphi\sin\varphi e^{\frac{\pi}{\tau}}-\right.$$
$$\left.-[\cos\varphi\sin(\alpha-60-\varphi)-\varepsilon]e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\}e^{-\frac{\beta}{\tau}}=0,$$
$$\alpha_{мин}\leqslant\alpha<180^\circ,\quad \beta<360^\circ;$$

$$\cos\varphi\sin(\beta-60-\varphi)-\varepsilon+\left\{\cos\varphi\sin\varphi\left(e^{\frac{\pi}{2\tau}}+e^{\frac{\pi}{\tau}}\right)-\right.$$
$$\left.-[\cos\varphi\sin(\alpha-60-\varphi)-\varepsilon]e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\}e^{-\frac{\beta}{\tau}}=0,$$
$$\alpha_{мин}\leqslant\alpha<180^\circ,\quad 360^\circ<\beta<420^\circ; \qquad (102)$$

$$\cos\varphi\sin(\beta-120-\varphi)-\varepsilon-[\cos\varphi\sin(\alpha-120-\varphi)-\varepsilon]e^{-\frac{\beta-\alpha}{\tau}}=0,$$
$$180^\circ\leqslant\alpha\leqslant\alpha_{макс},\quad \beta<360^\circ;$$

$$\cos\varphi\sin(\beta-60-\varphi)-\varepsilon+\left\{\cos\varphi\sin\varphi e^{\frac{2\pi}{\tau}}-\right.$$
$$\left.-[\cos\varphi\sin(\alpha-120-\varphi)-\varepsilon]e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\}e^{-\frac{\beta}{\tau}}=0,$$
$$180^\circ\leqslant\alpha\leqslant\alpha_{макс},\quad 360^\circ\leqslant\beta\leqslant420^\circ,$$

где

$$\alpha_{\text{мин}} = \arcsin\varepsilon + 60°, \quad \arcsin\varepsilon < 90°;$$

$$\alpha_{\text{макс}} = \arcsin\varepsilon + 120°, \quad \arcsin\varepsilon < 90° \qquad (102а)$$

— граничные значения угла отпирания.

В соответствии с приведенными уравнениями на рис. 33,*б* построены кривые $\beta=\beta(\alpha)$ для различных значений $\tau \leqslant \tau_{\text{к}}$ и ε. Пунктиром отмечены границы области управляемости тиристоров.

Зависимость $\beta=\beta(\alpha)$ определяет закон изменения всех переменных в схеме и, в частности, характеристику вход — выход усилителя $I_{\text{н}}=I_{\text{н}}(\alpha)$. В результате интегрирования (98) в пределах интервала проводимости получаем:

$$\frac{2\pi I_{\text{н}} R_{\text{н}}}{E_{\text{л}m}} = \begin{cases} 1+\cos(\alpha-60)-\cos(\beta-120)-\varepsilon\lambda, \\ \alpha_{\text{мин}} \leqslant \alpha < 180°, \quad \beta < 360°; \\ 2+\cos(\alpha-60)-\cos(\beta-60)-\varepsilon\lambda, \\ \alpha_{\text{мин}} < \alpha < 180°, \quad 180° \leqslant \beta \leqslant 420°; \\ \cos(\alpha-120)-\cos(\beta-120)-\varepsilon\lambda, \\ 180° < \alpha < \alpha_{\text{макс}}, \quad \beta < 360°; \\ 1+\cos(\alpha-120)-\cos(\beta-60)-\varepsilon\lambda, \\ 180° < \alpha < \alpha_{\text{макс}}, \quad 180° \leqslant \beta \leqslant 420°. \end{cases} \qquad (103)$$

Поскольку $\beta=\beta(\alpha)$, то уравнение (103) определяет зависимость $I_{\text{н}}=I_{\text{н}}(\alpha)$; соответствующие кривые построены на рис. 33,*в*. Рассмотрим теперь условия работы тиристора. Среднее значение тока $I_{\text{а}}$ всегда равно току нагрузки, т. е. коэффициент использования тиристора по току равен $k_i=1$. Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи при $\tau=0$ и $\varepsilon=0$, равен $k_{\Phi}\approx 1{,}33$; с увеличением τ коэффициент формы снижается.

Наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре «работающего» плеча не превышает амплитуды линейного напряжения сети $U_{\text{пр.макс}}=E_{\text{л}m}-E_{\text{н}}$; для тиристора «неработающего» (запертого) плеча $U_{\text{пр.макс}}=E_{\text{л}m}+E_{\text{н}}$.

Поскольку последовательно с управляемым вентилем включен диод ($Д_1$ или $Д_2$), то величина предельно допустимого обратного напряжения тиристора не лимитируется (диоды выбираются на предельное обратное напряжение, равное $E_{\text{л}m}+E_{\text{н}}$).

В заключение отметим, что поскольку в рассматриваемом режиме работы усилителя ток нагрузки имеет прерывистый характер, то длительность переходного процесса при «скачке» угла отпирания не превышает периода частоты питания.

б) Работа схемы при $\tau \geqslant \tau_{\text{к}}$ и $C \geqslant C_{\text{к}}$ (режим непрерывного тока)

Эквивалентная схема одного плеча силовой цепи усилителя, нагруженного на активно-индуктивное сопротивление $R_{\text{н}}$, $L_{\text{н}}$ и противо-э. д. с. $E_{\text{н}}$ при наличии шунтирующей емкости C, с указанием

обозначений и принятых положительных направлений переменных приведена на рис. 34,*а*.

Определим минимальное (критическое) значение емкости $C_к$, обеспечивающее условие запирания тиристора в режиме максимальной отдачи при $E_н = 0$. Если $C = C_к$, то запирание тиристора в указанном режиме работы будет происходить в момент времени $\theta = \beta$, когда емкостный ток i_c достигает наибольшего по абсолютной величине отрицательного значения. Отрицательный максимум емкостного тока имеет место, когда линейное напряжение $e_{bc} = E_{лm} \sin(\theta - 120°)$ проходит через нуль с отрицательной производной, т. е. в момент времени $\theta = \beta = 300°$, и равен по абсолют-

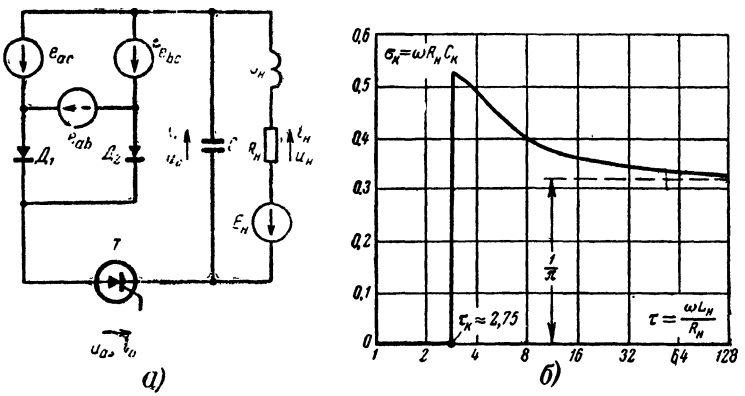


Рис. 34. Эквивалентная схема (*а*) и кривая для определения критической емкости (*б*).

ной величине $I_{с.макс} = \omega C E_{лm}$. Ток нагрузки в момент запирания тиристора определяется равенством $i_н(\beta) = I_{с\ макс} - I_{откл} \approx I_{с\ макс}$, поскольку ток закрывания тиристора, как правило, ничтожно мал по сравнению с величиной тока нагрузки. Следовательно, величина критической емкости в рассматриваемых условиях определяется, исходя из соотношения:

$$C_к = \frac{i_н(\beta)}{\omega E_{лm}} = \frac{i_н(300°)}{\omega E_{лm}}, \qquad (104)$$

где $i_н(300°)$ — значение тока нагрузки в момент времени $\theta = 300°$ в режиме максимальной отдачи при $E_н = 0$.

Анализ работы схемы показывает, что закон изменения тока нагрузки $i_н(\theta)$ в режиме максимальной отдачи при $E_н = 0$ и $C = C_к$ сравнительно мало отличается от аналогичной зависимости $i_н(\theta)$, имеющей место при $C = 0$ для всего диапазона изменения постоянной времени нагрузки $\tau_к < \tau < \infty$. Следовательно, при определении величины $i_н(300°)$ в формуле (104) можно исходить из закона изменения тока нагрузки в рассматриваемой схеме при отсутствии емкости. При этом погрешность определения критической емкости не превышает 1—2%.

В режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$) при $C=0$, $E_н=0$ и $\tau \geqslant \tau_к$ управляемый вентиль в схеме на рис. 34,*а* остается открытым в течение всего периода частоты питания, ток нагрузки имеет непрерывный характер и определяется уравнением

$$\omega L_н \frac{di_н}{d\theta} + i_н R_н = \begin{cases} E_{лm} \sin(\theta - 60), & 0° < \theta < 180°, \\ E_{лm} \sin(\theta - 120), & 180° < \theta < 360°. \end{cases} \quad (105)$$

Решение (105) при граничных условиях $i_н(0) = i_н(360°)$ дает следующий закон изменения тока нагрузки в интервале $180° < \theta < 360°$:

$$i_н(\theta) = \frac{E_{лm} \cos\varphi}{R_н} \left[\sin(\theta - 120 - \varphi) + \sin\varphi \frac{1 + e^{\frac{\pi}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{\tau}}} e^{-\frac{\theta}{\tau}} \right], \quad (106)$$

где $\varphi = \operatorname{arctg}\tau$. Из (104) и (106) вытекает искомая зависимость критической емкости запирания в функции τ

$$\sigma_к = \omega R_н C_к = \frac{\tau}{1+\tau^2} \left(1 + \frac{1 + e^{\frac{\pi}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{\tau}}} e^{-\frac{5\pi}{3\tau}} \right), \quad \tau_к < \tau < \infty. \quad (107)$$

Соответствующая кривая построена на рис. 34,*б*; при $\tau = \tau_к$ $\sigma_к = 0{,}536$; при $\tau = \infty$ $\sigma_к = \frac{1}{\pi} \approx 0{,}32$. Следовательно, при $\tau = \infty$ для рассматриваемой схемы требуется в 2 раза меньшая величина емкости по сравнению со схемой с двухпульсным питанием от однофазной сети (см. рис. 21).

Рассмотрим характер изменения переменных для стационарного режима работы схемы при $\tau \gg \pi$. Соответствующие расчетные временные диаграммы для случая пассивной нагрузки ($E_н = 0$) и при наличии противо-э. д. с. ($E_н > 0$) построены на рис. 35.

В интервале проводимости $\alpha < \theta < \beta$ управляемый вентиль открыт; при этом

$$i_а = i_с + I_н; \quad u_а = 0; \quad u_с = u_н = e; \quad i_с = \omega C \frac{du_с}{d\theta}, \quad (108)$$

где e — по-прежнему определяется согласно (99).

Запирание тиристора происходит в момент времени $\theta = \beta$, когда отрицательный емкостный ток становится равным по абсолютной величине току нагрузки; в результате согласно (108) и (98) получаем:

$$\cos(\beta - 120) = \frac{\omega C E_{лm}}{I_н} = \frac{\sigma E_{лm}}{I_н R_н}. \quad (109)$$

Если величина емкости выбрана в соответствии с (107), т. е. $C \geqslant C_к$, то при $\alpha > 0°$ угол запирания будет всегда меньше 300°.

В интервале $\beta < \theta < 2\pi + \alpha$ тиристор заперт; при этом

$$i_a = 0; \quad u_a = e - u_c; \quad i_c = -I_н$$

и напряжение на емкости (на нагрузке) уменьшается по линейному закону:

$$u_н = u_c = u_c(\beta) - \frac{1}{\omega C}\int_{\beta}^{\theta} i_c d\theta = e(\beta) - \frac{I_н(\theta - \beta)}{\omega C}. \qquad (110)$$

На рис. 35,*б* показано, что при достаточно больших значениях ε запирание тиристора происходит также в точке β', близкой к 180°, после чего напряжение на емкости снижается по линейному закону

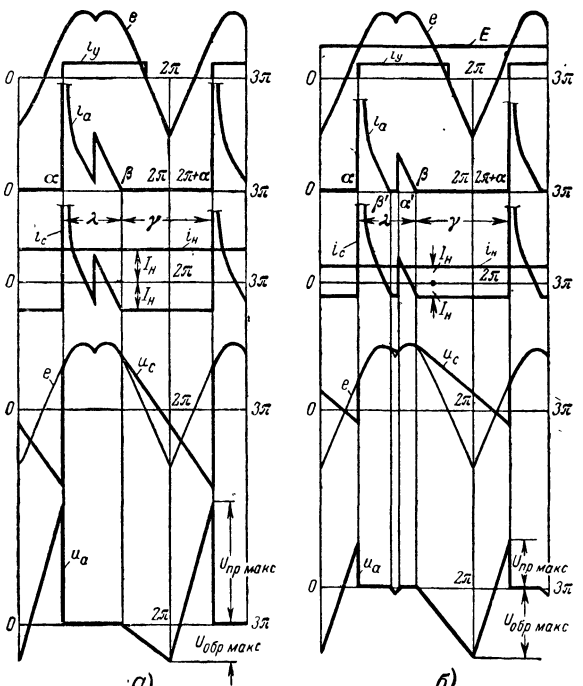


Рис. 35. Временны́е диаграммы для схемы рис. 34 при $E_н = 0$ (*а*) и $E_н > 0$ (*б*).

до момента времени $\theta = \alpha'$, когда напряжение на тиристоре вновь становится положительным и последний открывается; величина α' также близка к 180°. Наличие дополнительного интервала непроводимости ($\beta' < \theta < \alpha'$) при $C \approx C_к$ в очень малой степени изменяет форму напряжения на нагрузке. Поэтому в дальнейшем при опре-

делении характеристики вход—выход будем полагать, что в интервале $\beta' < \theta < \alpha'$ по-прежнему справедливо равенство $u_п = u_с \approx e$; как показывает «точный» расчет, погрешность, связанная с указанным допущением, не превышает долей процента.

Для средних значений переменных в стационарном режиме работы всегда выполняется равенство:

$$U_н = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} u_с d\theta = E_н + I_н R_н. \qquad (111)$$

Интегрируя (108), (110) с учетом (99) и (111), получаем следующее выражение для характеристики вход—выход усилителя:

$$I_н = \frac{E_{лm}}{2\pi R_н} \frac{M - \cos(\beta - 120) + \gamma \sin(\beta - 120) - 2\pi\varepsilon}{1 + \frac{\gamma^2}{4\pi\sigma}}, \qquad (112)$$

где

$$M = \begin{cases} 2 + \cos(\alpha - 120), & -60° < \alpha < 0°, \\ 1 + \cos(\alpha - 60), & 0° < \alpha < 180°, \\ \cos(\alpha - 120), & 180° < \alpha < 300°, \end{cases} \qquad (112а)$$

$\gamma = 360° - (\beta - \alpha)$ — длительность интервала непроводимости.

Из (112) и (109) вытекает следующее уравнение, определяющее зависимость $\beta = \beta(\alpha)$ при заданных значениях ε и σ:

$$\left(1 - 2\pi\sigma - \frac{\gamma^2}{2}\right) \cos(\beta - 120) - \gamma \sin(\beta - 120) + 2\pi\varepsilon = M. \qquad (113)$$

Уравнение (113) справедливо до тех пор, пока интервал проводимости $\lambda = \beta - \alpha > 0$. Критическое значение угла отпирания $\alpha = \alpha_к$; при котором интервал проводимости становится равным нулю, определяется из (113), если принять $\alpha = \beta = \alpha_к$; величина $\alpha_к$ всегда больше 180°. В результате получаем:

$$(1 - 2\pi\sigma - 2\pi^2) \cos(\alpha_к - 120) -$$
$$- 2\pi \sin(\alpha_к - 120) + 2\pi\varepsilon = \cos(\alpha_к - 120). \qquad (113а)$$

При дальнейшем увеличении угла отпирания $\beta = \alpha$, $\lambda = 0$ и $\gamma = 2\pi$.

Сигнал управления вызывает открывание тиристора лишь при условии, что $e(\alpha) > E_н$. Когда угол отпирания достигает значения $\alpha_{макс}$, определяемого согласно (102а), указанное условие перестает выполняться, тиристор остается запертым, ток нагрузки становится равным нулю и наступает режим холостого хода усилителя. Можно показать, что всегда $\alpha_{макс} > \alpha_к$. Следовательно, величина $\alpha_{макс}$ определяет верхний предел рабочего диапазона угла отпирания (диапазона управления).

Нижний предел диапазона управления $\alpha_{мин}$ определяется из условия

$$e(\alpha_{мин}) = u_c(\alpha_{мин}), \qquad (114)$$

где $u_c(\alpha_{мин})$ — значение напряжения на емкости, изменяющегося в соответствии с (110) при $\theta = \alpha_{мин}$.

В результате совместного решения (110), (112) и (114) получаем следующее уравнение, позволяющее совместно с (113) найти величину $\alpha_{мин}$ в функции σ и ε:

$$\sin(\alpha_{мин} - 120) - \sin(\beta - 120) - (2\pi + \alpha_{мин} - \beta)\cos(\beta - 120) = 0, \quad \alpha_{мин} < 0°;$$

$$\sin(\alpha_{мин} - 60) - \sin(\beta - 120) - (2\pi - \alpha_{мин} - \beta)\cos(\beta - 120) = 0, \quad \alpha_{мин} > 0°. \qquad (115)$$

Если $\alpha < \alpha_{мин}$, напряжение на емкости в момент поступления сигнала управления превышает напряжение питания и, следовательно, тиристор остается запертым до момента времени $\theta = \alpha_{мин}$, когда выполняется равенство (114). Таким образом, при $\alpha = \alpha_{мин}$ наступает режим максимальной отдачи усилителя и рабочий диапазон изменения угла отпирания лежит в пределах: $\alpha_{мин} < \alpha < \alpha_{макс}$.

Полученные уравнения (112)—(115) определяют зависимость $\beta = \beta(\alpha)$ и характеристику вход — выход усилителя $I_н = I_н(\alpha)$ для стационарного режима работы в функции безразмерных параметров схемы ε и σ. Соответствующие кривые для случая $\sigma = \sigma_к$ (107) построены на рис. 36,*а*. Пунктиром ограничены области управляемости усилителя.

Режим максимальной отдачи при $\varepsilon = 0$ имеет место, когда $\alpha = -60°$, $\beta = 300°$; при этом согласно (112) получаем:

$$I_{н.макс} = \frac{E_{лт}}{\pi R_н}.$$

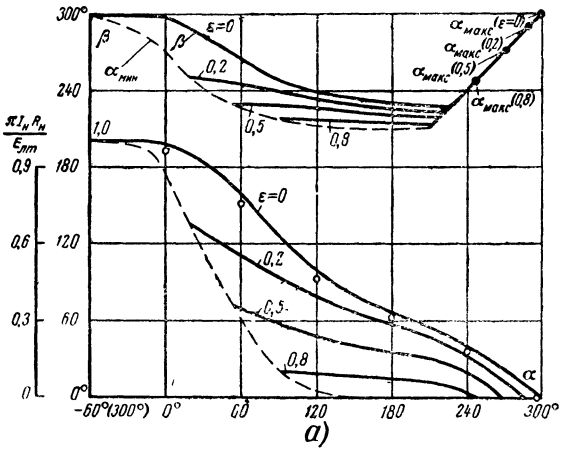
Однако уже при $\alpha \approx 0°$ ток нагрузки достигает значения $I_н = I_н(0) \approx 0{,}99\, I_{н.макс}$; поэтому можно считать, что рабочий диапазон изменения угла отпирания лежит в пределах $0° < \alpha < 300°$.

Рассмотрим теперь условия работы тиристора. Как следует из временных диаграмм, приведенных на рис. 35,*б*, максимум прямого напряжения на тиристоре имеет место непосредственно перед его открыванием, т. е. при $\theta = \alpha - 0$, и определяется равенством

$$U_{пр.макс} = \Delta U_c = u_c(\alpha + 0) - u_c(\alpha - 0) = e(\alpha) - u_c(\alpha - 0), \qquad (116)$$

где ΔU_c — «скачок» напряжения на емкости после открывания тиристора (см. примечание на стр. 60). Из (116) с учетом (99) и (110) получаем:

$$\frac{\Delta U_c}{E_{лт}} = \begin{cases} \sin(\alpha - 60) - \sin(\beta - 120) + \dfrac{\gamma}{\sigma}\dfrac{I_н R_н}{E_{лт}}, & \alpha_{мин} < \alpha < 180°, \\ \sin(\alpha - 120) - \sin(\beta - 120) + \dfrac{\gamma}{\sigma}\dfrac{I_н R_н}{E_{лт}}, & 180° < \alpha < \alpha_{макс}. \end{cases} \qquad (117)$$



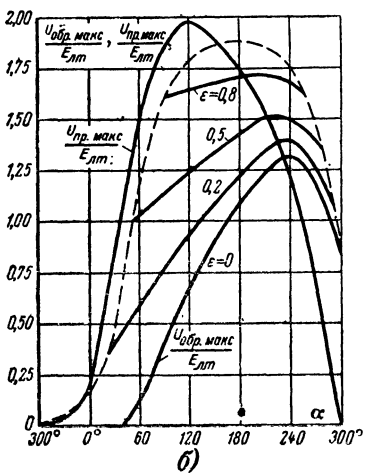


Рис. 36. Характеристики для схемы рис. 31 при $\tau \geqslant \pi$.

Поскольку $\beta=\beta(\alpha)$ и $I_н=I_н(\alpha)$, то уравнение (117) однозначно определяет зависимость $\Delta U_c=U_{пр.макс}$ в функции угла отпирания. Наибольшая величина ΔU_c имеет место при пассивной нагрузке ($\varepsilon=0$) и критическом значении емкости ($\sigma=\sigma_к$); увеличение противо-э. д. с. и отключающей емкости приводит к снижению $U_{пр.макс}$. Зависимость ΔU_c в функции α при $\varepsilon=0$ и $\sigma=\sigma_к$ построена согласно (117) на рис. 36,*б*. Как следует из кривой, наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре имеет место при $\alpha\approx120°$ и достигает примерно удвоенной амплитуды линейного напряжения питания:

$$U_{пр.макс}\leqslant 2E_{лm}. \tag{118}$$

Максимальная величина прямого напряжения на тиристоре «неработающего» (запертого) плеча также удовлетворяет неравенству (118).

Среднее значение тока, протекающего через тиристор в стационарном режиме работы, всегда равно току нагрузки ($k_i=1$). Мгновенное значение тока $i_а$ равно:

$$i_а=I_н+i_c=I_н+\omega C\frac{de}{d\theta}. \tag{119}$$

В режиме максимальной отдачи ($I_н=I_{н.макс}$) и при критическом значении емкости ($\sigma=\sigma_к$) равенство (119) принимает вид:

$$\frac{i_а R_н\pi}{E_{лm}}=\begin{cases}1+\cos(\theta-60), & 0°<\theta<180°,\\ 1+\cos(\theta-120), & 180°<\theta<360°.\end{cases} \tag{119а}$$

Из (119а), вытекает, что коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в рассматриваемых условиях, так же как и для схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети (рис. 21), равен $k_ф=\sqrt{1{,}5}\approx1{,}22$.

11. Схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети с нулевым проводом

Силовая цепь рассматриваемого реверсивного усилителя изображена на рис. 37 [Л. 25]. Так же как и для схемы, рассмотренной в предыдущем параграфе, возможны два варианта использования усилителя по рис. 37: вариант 1, когда $\tau<\tau_к$, $C=0$ (режим прерывистого тока нагрузки), и вариант 2, когда $\tau\geqslant\tau_к$, $C\geqslant C_к$ (режим непрерывного тока нагрузки), причем в данном случае критическое значение относительной постоянной времени нагрузки равно $\tau_к\approx0{,}88$.

а) Работа схемы при $\tau<\tau_к$, $C=0$

Эквивалентная схема одного плеча силовой цепи усилителя показана на рис. 38,*а*. Коммутация неуправляемых вентилей $Д_1$ и $Д_2$ происходит при изменении знака линейного напряжения $e_{ab}=E_{лm}\sin\theta$; при этом фазные напряжения

$$e_a=E_{фm}\sin(\theta-30)\ \text{и}\ e_b=E_{фm}\sin(\theta-150).$$

Временные диаграммы изменения переменных в схеме изображены на рис. 38,*б*. В интервале $\alpha < \theta < \beta$ изменение тока нагрузки определяется уравнением

$$\omega L_{\text{н}} \frac{di_{\text{н}}}{d\theta} + i_{\text{н}} R_{\text{н}} = e - E_{\text{н}}, \qquad (120)$$

где

$$e = \begin{cases} E_{\phi m} \sin(\theta - 30), & 0° < \theta < 180°, \\ E_{\phi m} \sin(\theta - 150), & 180° < \theta < 360°. \end{cases} \qquad (120а)$$

Решение уравнения (120) при соответствующих граничных условиях позволяет определить все необходимые характеристики

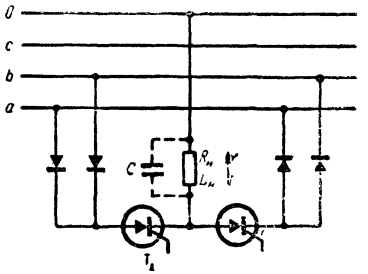


Рис. 37. Реверсивная схема с двухпульсным питанием от трехфазной сети с нулевым проводом.

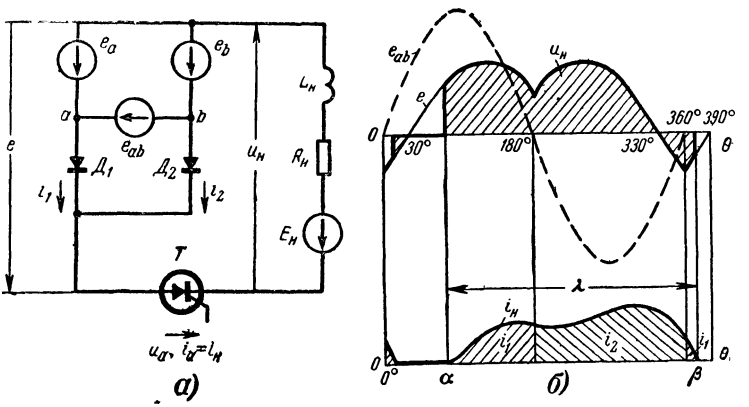


Рис. 38 Эквивалентная схема (*а*) и временные диаграммы изменения переменных (*б*).

схемы аналогично тому, как было сделано в предыдущем параграфе.

Величина интервала проводимости $\lambda = \beta - \alpha$ при $E_{\text{н}} = 0$ в режиме максимальной отдачи ($\alpha = 30°$) зависит только от относи-

тельной постоянной времени нагрузки и определяется следующими соотношениями:

$$\sin(\lambda - 120 - \varphi) + \sqrt{3}\sin\varphi\left(1 + e^{\frac{5\pi}{6\tau}}\right)e^{-\frac{\lambda}{\tau}} = 0,\ 300^\circ < \lambda < 330^\circ; \tag{121а}$$

$$\sin(\lambda - \varphi) + \sqrt{3}\sin\varphi\left(1 + e^{\frac{5\pi}{6\tau}} + e^{\frac{11\pi}{6\tau}}\right)e^{-\frac{\lambda}{\tau}} = 0,\ 330^\circ < \lambda < 360^\circ. \tag{121б}$$

При чисто активной нагрузке ($\tau = 0$) и $\lambda = 300^\circ$. С ростом τ интервал проводимости увеличивается. Когда интервал проводимости становится равным $\lambda = 360^\circ$, наступает режим непрерывного тока и условие запирания тиристора нарушается. Подставляя в (121б) значение $\lambda = 360^\circ$, получаем следующее равенство для определения критической постоянной времени нагрузки:

$$e^{\frac{2\pi}{\tau_к}} - \sqrt{3}\left(e^{\frac{11\pi}{6\tau_к}} + e^{\frac{5\pi}{6\tau_к}} + 1\right) = 0. \tag{121в}$$

Решение (121в) дает $\tau_к \approx 0{,}88$. Зависимость $\lambda = \lambda(\tau)$, вытекающая из (121), построена на рис. 39,*а* (кривая *1*).

Среднее значение выходного напряжения в режиме максимальной отдачи при $E_н = 0$ равно $U_{н.макс} = \dfrac{2 + \sqrt{3}}{2\pi} E_{ф\,m} \approx 0{,}6E_{ф\,m}$ в случае чисто активной нагрузки ($\tau = 0$) и $U_{н.макс} = \dfrac{\sqrt{3}}{\pi} E_{ф\,m} \approx$ $\approx 0{,}55E_{ф\,m}$ в случае $\tau = \tau_к = 0{,}88$. Зависимость $U_{н.макс}$ в функции τ (в относительных единицах) построена на рис. 39,*а* (кривая *2*).

В результате интегрирования (120) в пределах интервала проводимости получаем следующее выражение для характеристики вход—выход усилителя:

$$\frac{2\pi R_н I_н}{E_{ф m}} = \begin{cases} \sqrt{3} + \cos(\alpha - 30) - \cos(\beta - 150) - \varepsilon\lambda, \\ \qquad \alpha_{мин} < \alpha < 180^\circ, \quad \beta < 360^\circ; \\ 2\sqrt{3} + \cos(\alpha - 30) - \cos(\beta - 30) - \varepsilon\lambda, \\ \alpha_{мин} < \alpha < 180^\circ, \quad \beta > 360^\circ; \\ \cos(\alpha - 150) - \cos(\beta - 150) - \varepsilon\lambda, \\ \qquad 180^\circ < \alpha < \alpha_{макс}, \quad \beta < 360^\circ; \\ \sqrt{3} + \cos(\alpha - 150) - \cos(\beta - 30) - \varepsilon\lambda, \\ \qquad 180^\circ < \alpha < \alpha_{макс} \quad \beta > 360^\circ, \end{cases} \tag{122}$$

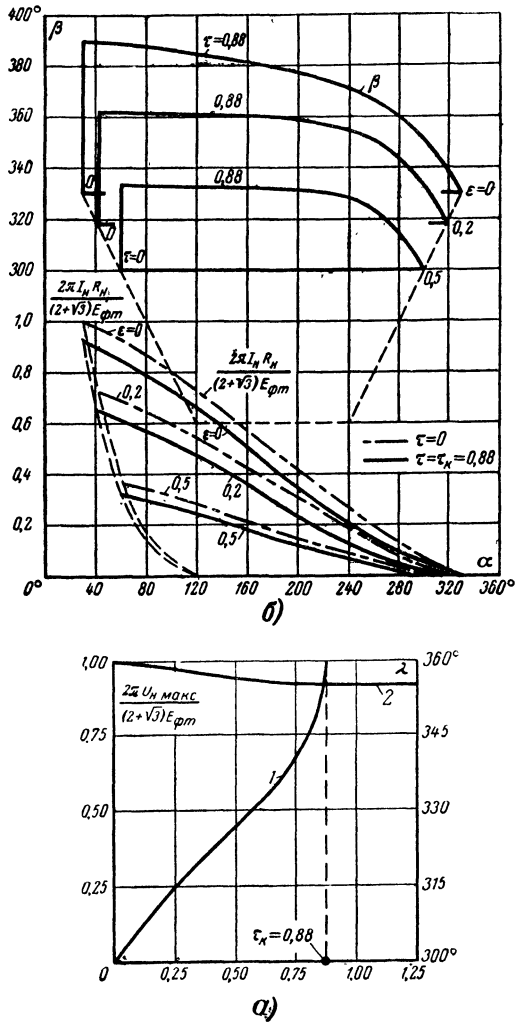


Рис. 39. Характеристики для схемы рис. 37 при $\tau < \tau_к$.

где зависимость $\beta = \beta(\alpha, \tau, \varepsilon)$ определяется уравнениями:

$$\left.\begin{aligned}
&\cos\varphi \sin(\beta - 150 - \varphi) - \varepsilon + \left\{\sqrt{3}\cos\varphi \sin\varphi e^{\frac{\pi}{\tau}} - \right.\\
&\left. - [\cos\varphi \sin(\alpha - 30 - \varphi) - \varepsilon] e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\} e^{-\frac{\beta}{\tau}} = 0,\\
&\alpha_{\text{мин}} < \alpha < 180°, \quad \beta < 360°;\\
&\cos\varphi \sin(\beta - 30 - \varphi) - \varepsilon + \left\{\sqrt{3}\cos\varphi \sin\varphi \left(e^{\frac{\pi}{2\tau}} + e^{\frac{\pi}{\tau}}\right) - \right.\\
&\left. - [\cos\varphi \sin(\alpha - 30 - \varphi) - \varepsilon] e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\} e^{-\frac{\beta}{\tau}} = 0,\\
&\alpha_{\text{мин}} < \alpha < 180°, \quad \beta > 360°;\\
&\cos\varphi \sin(\beta - 150 - \varphi) - \varepsilon -\\
&- [\cos\varphi \sin(\alpha - 150 - \varphi) - \varepsilon] e^{-\frac{\beta - \alpha}{\tau}} = 0,\\
&180° < \alpha < \alpha_{\text{макс}}, \quad \beta > 360°;\\
&\cos\varphi \sin(\beta - 30 - \varphi) - \varepsilon + \left\{\sqrt{3}\cos\varphi \sin\varphi e^{\frac{2\pi}{\tau}} - \right.\\
&\left. - [\cos\varphi \sin(\alpha - 150 - \varphi) - \varepsilon] e^{\frac{\alpha}{\tau}}\right\} e^{-\frac{\beta}{\tau}} = 0,\\
&180° < \alpha < \alpha_{\text{макс}}, \quad \beta > 360°,
\end{aligned}\right\} \qquad (123)$$

где

$$\left.\begin{aligned}
&\alpha_{\text{мин}} = \arcsin\varepsilon + 30°, \quad \arcsin\varepsilon < 90°;\\
&\alpha_{\text{мин}} = \arcsin\varepsilon + 150°, \quad \arcsin\varepsilon > 90°
\end{aligned}\right\} \qquad (124)$$

— граничные значения угла отпирания.

Соответствующие кривые построены на рис. 39,*б*. Пунктиром отмечены границы области управляемости тиристора.

Рассмотрим условия работы тиристора. Среднее значение тока i_a всегда равно току нагрузки ($k_i = 1$). Коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи при $\tau = 0$ и $\varepsilon = 0$, равен $k_\Phi \approx 1{,}16$; с увеличением τ коэффициент формы тока снижается.

Наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре «работающего» плеча не превышает амплитуды фазного напряжения сети $U_{\text{пр.макс}} = E_{\Phi m} - E_{\text{н}}$; для тиристора «неработающего» (запертого) плеча $U_{\text{пр.макс}} = E_{\Phi m} + E_{\text{н}}$.

Поскольку последовательно с тиристором включен диод, то величина предельно допустимого обратного напряжения тиристора не лимитируется.

В заключение отметим, что в рассматриваемой схеме, так же как и в схеме на рис. 31, при $\tau<\tau_к$ длительность переходного процесса при «скачке» угла отпирания не превышает периода частоты питания.

б) Работа схемы при $\tau\geqslant\tau_к$, $C\geqslant C_к$

Принимая допущения, которые были сделаны при анализе усилителя по рис. 31 (§ 10, п. «б»), можно получить следующее выражение для величины критической емкости в рассматриваемой схеме:

$$\sigma_к=\omega R_н C_к=\frac{1}{1+\tau^2}\left(1+\sqrt{3}\,\frac{1+e^{\frac{\pi}{\tau}}}{1-e^{\frac{2\pi}{\tau}}}e^{-\frac{11\pi}{6\tau}}\right),\quad \tau_к<\tau<\infty. \tag{125}$$

Зависимость $\sigma_к=\sigma_к(\tau)$ построена на рис. 40,*а*. При $\tau\to\infty$ $\sigma=\frac{\sqrt{3}}{\pi}$, т. е. величина критической емкости в $\sqrt{3}$ раз превышает аналогичную величину для схемы без нулевого провода (рис. 31).

Зависимость угла запирания в функции угла отпирания $\beta=\beta(\alpha)$ при $\tau\gg\pi$ определяется уравнением

$$\left(1-2\pi\sigma-\frac{\gamma^2}{2}\right)\cos(\beta-150)-\gamma\sin(\beta-150)+2\pi\varepsilon=M, \tag{126}$$

где

$$M=\begin{cases}2\sqrt{3}+\cos(\alpha-150), & -30^\circ<\alpha<0,\\ \sqrt{3}+\cos(\alpha-30), & 0<\alpha<180^\circ,\\ \cos(\alpha-150), & 180^\circ<\alpha<330^\circ.\end{cases} \tag{126а}$$

Критическое значение угла отпирания, при котором интервал проводимости становится равным нулю, лежит в пределах $180^\circ<\alpha_к<\alpha_{макс}$ и вытекает из (126) при $\beta=\alpha_к$, $\gamma=2\pi-(\beta-\alpha)=2\pi$.

Верхняя граница диапазона управления соответствует углу отпирания

$$\alpha_{макс}=\arcsin\varepsilon+150^\circ,\quad \arcsin\varepsilon>90^\circ.$$

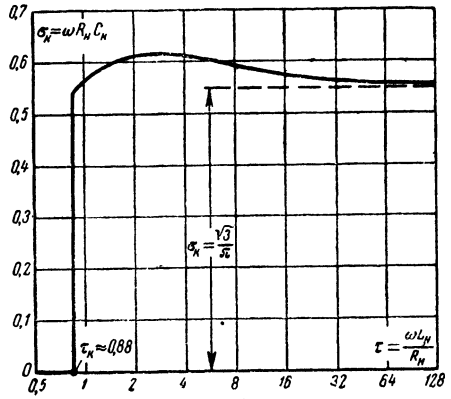
Угол отпирания $\alpha_{мин}$, соответствующий нижней границе диапазона управления, определяется из уравнения

$$\sin(\beta-150)+(2\pi+\alpha_{мин}-\beta)\cos(\beta-150)=\begin{cases}\sin(\alpha_{мин}-150), & \alpha_{мин}\leqslant 0,\\ \sin(\alpha_{мин}-30), & \alpha_{мин}\geqslant 0.\end{cases} \tag{127}$$

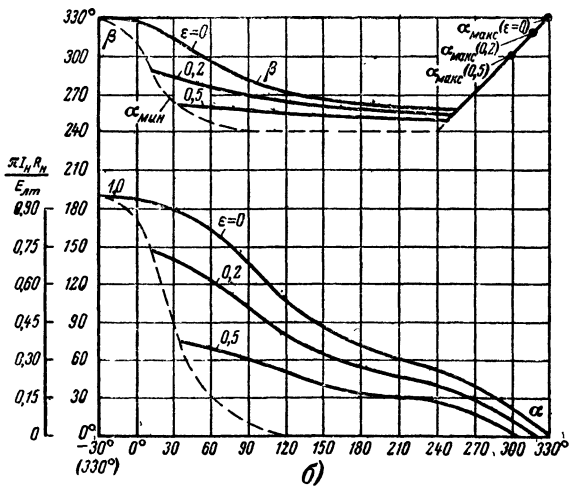
Характеристика вход — выход усилителя определяется соотношением

$$I_н=\frac{E_{фm}}{2\pi R_н}\,\frac{M-\cos(\beta-150)+\gamma\sin(\beta-150)-2\pi\varepsilon}{1+\frac{\gamma^2}{4\pi\sigma}}, \tag{128}$$

где M по-прежнему соответствует (126а). Поскольку $\beta=\beta(\alpha)$, то уравнение (128) определяет зависимость $I_н=I_н(\alpha)$. Соответствующие кривые построены на рис. 40,*б*; пунктиром показана граница области управляемости тиристора. Рабочий диапазон управления



а)



б)

Рис. 40. Характеристики для схемы рис. 37 при $\tau\geqslant\tau_к$.

при $\varepsilon=0$ практически лежит в пределах $0°<\alpha<330°$ (угол отпирания α по-прежнему отсчитывается относительно линейного напряжения e_{ab}).

Рассмотрим условия работы тиристора. Среднее значение тока, протекающего через тиристор в стационарном режиме, всегда рав-

но току нагрузки ($k_i=1$). Мгновенное значение тока i_a определяется уравнением (119), которое в режиме максимальной отдачи ($I_н=I_{н.макс}$) и при критическом значении емкости ($\sigma=\sigma_к$) принимает вид:

$$\frac{i_a R_н \pi}{E_{лm}}=\begin{cases}1+\cos(\theta-30), & 0°<\theta<180°,\\ 1+\cos(\theta-150), & 180°<\theta<360°.\end{cases} \qquad (129)$$

Из (129) вытекает, что коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в рассматриваемых условиях, равен $\sqrt{1,5}\approx 1,22$, т. е. также совпадает с аналогичной величиной для схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети (рис. 21).

Максимум прямого напряжения на тиристоре, так же как и для схемы, рассмотренной в предыдущем параграфе, равен $U_{пр.макс}=\Delta U_c$, где ΔU_c — «скачок» напряжения на емкости после отпирания тиристора (см. примечание на стр. 60).

Анализ показывает, что в данном случае наибольшая величина ΔU_c имеет место при $\varepsilon=0$, $\tau=\infty$, $\sigma=\sigma_к$, $\alpha\approx 120°$ и не превышает $2,2E_{фm}$. Таким образом, амплитуда прямого напряжения на тиристоре удовлетворяет неравенству

$$U_{пр.макс}\leqslant 2,2E_{фm}. \qquad (130)$$

12. Схема с трехпульсным питанием от трехфазной сети

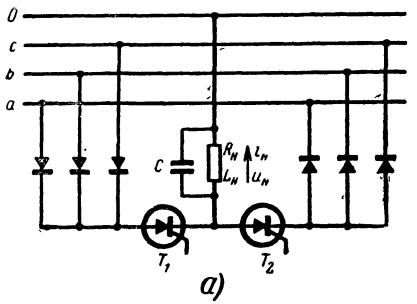
Силовая цепь рассматриваемого реверсивного усилителя изображена на рис. 41,*а* [Л. 25]. Отличительная особенность схемы на рис. 41,*а* по сравнению со схемами, имеющими двухпульсное питание (рис. 21, 31, 37), заключается в том, что даже при отсутствии индуктивности ($\tau=0$) ток нагрузки не спадает до нуля. Следовательно, в данном случае включение отключающей емкости C является необходимым условием управляемости тиристора при любой величине постоянной времени нагрузки.

Анализ работы схемы, проведенный при тех же допущениях, какие были сделаны при анализе схем с двухпульсным питанием (§ 10, п. «б» и § 11, п. «б»), позволяет получить следующее выражение для критической величины отключающей емкости:

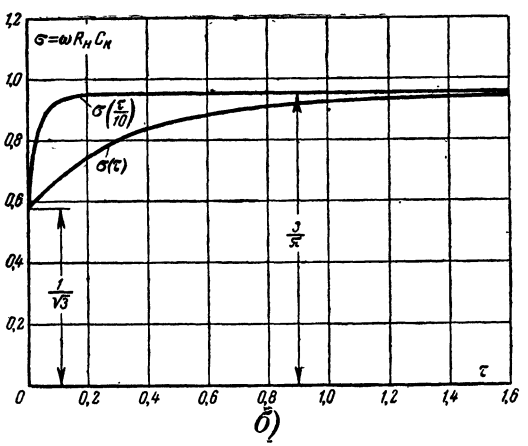
$$\sigma_к=\omega R_н C_к=\frac{1}{\sqrt{3}(1+\tau^2)}+\frac{\tau}{(1+\tau^2)\operatorname{th}\left(\frac{\pi}{3\tau}\right)}. \qquad (131)$$

При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) $\sigma_к=\frac{1}{\sqrt{3}}$; при $\tau\to\infty$ $\sigma=3/\pi$, т. е. величина критической емкости в данном случае в 3 раза превышает аналогичную величину для схемы на рис. 31, в $\sqrt{3}$ раз — для схемы на рис. 37 и в 1,5 раза — для схем на рис. 21. Зависимость $\sigma_к=\sigma_к(\tau)$ построена на рис. 41,*б*.

Управление усилителем с трехпульсным питанием по схеме рис. 41,*а* может осуществляться по крайней мере двумя способами. Первым будем называть способ, при котором угол открытия α изменяется в пределах от 0° до 360° относительно линейного на-



а)



б)

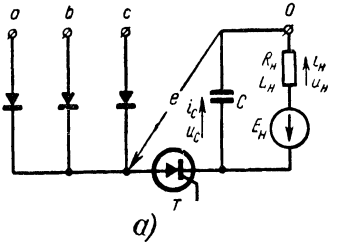
Рис. 41.
а — реверсивная схема с трехпульсным питанием;
б — кривая для определения критической емкости.

пряжения e_{ac} (или e_{ba}, или e_{cb}); вторым способом — такой, при котором угол открытия изменяется в пределах от 0° до 120° на каждой трети периода того же линейного напряжения.

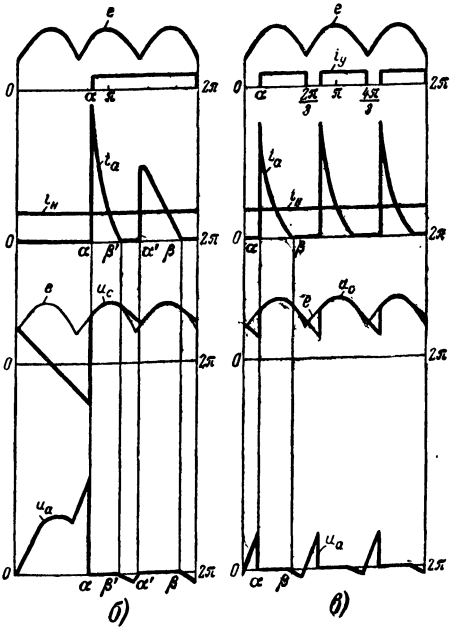
Эквивалентная схема одного плеча силовой цепи усилителя и временные диаграммы изменения переменных для каждого из указанных способов управления при $\varepsilon = 0$ и $\tau \gg \pi$ приведены на рис. 42. Отсчет угла отпирания принят относительно периода линейного напряжения $e_{ac} = E_{лm} \sin \theta$.

Рассмотрим основные характеристики усилителя при управлении первым способом. На рис. 43 построены расчетные зависимости угла запирания γ в функции угла отпирания $\beta = \beta(\alpha)$ и характеристики

вход — выход $I_н = I_н(\alpha)$ для различных значений $\varepsilon = E_н/E_{фm}$ при $\tau \gg \pi$ и критическом значении емкости. При расчете были сделаны допущения, которые принимались ранее при определении характеристик вход — выход двухпульсных схем (§ 10, п. «б» и § 11, п. «б»), в частности, было принято, что в интервале $\alpha' < \theta < \beta'$ (см. рис. 42,*б*) напряжение на емкости $u_c \approx e$.



а)



б) *в)*

Рис. 42.
а — расчетная схема; *б* — временные диаграммы при первом способе управления; *в* — то же при втором способе управления.

В режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$) при $\varepsilon=0$ выходное напряжение (ток) усилителя независимо от τ равно:

$$U_{н.макс} = I_{н.макс}R_н = \frac{1{,}5\sqrt{3}}{\pi} E_{фm} = \frac{1{,}5}{\pi} E_{лm}. \qquad (132)$$

Как следует из рис. 43, характеристика вход — выход при $\alpha=360°$ имеет «скачок». Указанный «скачок» тока нагрузки обусловлен допущением о ничтожно малой постоянной времени заряда емкости и тем обстоятельством, что при $\theta=360°$ напряжение на нагрузке имеет отличную от нуля величину, равную $0{,}5E_{\phi m}$. Когда сигнал управления отсутствует и тиристор заперт в течение всего периода частоты питания, ток нагрузки и напряжение на емкости равны нулю (величиной тока утечки тиристора, как и ранее, пренебрегаем). Когда $\alpha=360°-\Delta\alpha$ и постоянная времени заряда емкости близка к нулю, то при сколь угодно малой величине $\Delta\alpha$ емкость

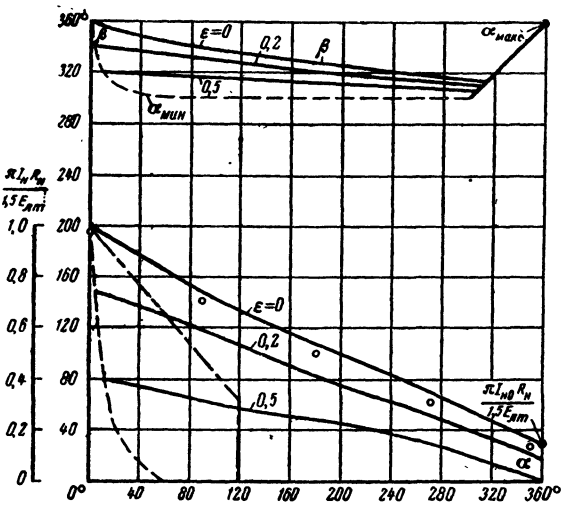


Рис. 43. Характеристики вход—выход.

получает заряд, равный $0{,}5E_{\phi m}C$. В течение остальной части периода тиристор заперт и емкость разряжается на нагрузку. При чисто активной нагрузке ($\tau=0$) и соответствующем критическом значении емкости ($C=C_к$) величина «скачка» тока нагрузки составляет:

$$I_{н0}=\frac{I_{н.макс}\,(1-2\varepsilon)}{18}\left(1-e^{-2\sqrt{3}\pi}\right)\approx 0{,}055I_{н.макс}\,(1-2\varepsilon),\quad \varepsilon\leqslant 0{,}5.$$

Аналогичная величина при $\tau\gg\pi$ равна:

$$I_{н0}=\frac{I_{н.макс}\,(1-2\varepsilon)}{\sqrt{3}\left(\pi+\frac{3}{\pi}\right)}\approx 0{,}14I_{н.макс}\,(1-2\varepsilon),\quad \varepsilon\leqslant 0{,}5.$$

Таким образом, кратность изменения тока нагрузки на «линейном» участке характеристики вход — выход при $\varepsilon=0$ равна ~ 18, когда $\tau=0$, и снижается до ~ 7, когда $\tau\to\infty$. При $\varepsilon\geqslant 0{,}5$ «скачок» тока нагрузки отсутствует.

В реальных условиях постоянная времени заряда емкости всегда отлична от нуля и, следовательно, наклон характеристики вход — выход в точке $\alpha = 360°$ всегда имеет конечную величину. Однако, если постоянная времени заряда отключающей емкости мала по сравнению с полупериодом частоты питания (что обычно имеет место), то крутизна характеристики вход — выход $\frac{dI_н}{d\alpha}$ в области малых токов нагрузки $I_н < I_{н0}$ будет значительно выше, чем в остальной части характеристики. Уменьшение величины $\frac{dI_н}{d\alpha}$ можно обеспечить за счет сопротивления, включенного последовательно с отключающей емкостью. Для оценки крутизны характеристики вход — выход при $\alpha \approx 360°$ можно использовать соотношение $\frac{dI_н}{d\alpha} \approx \frac{I_{н0}}{\omega T_c}$, справедливое при $\omega T_c \ll \pi$, где T_c — постоянная времени заряда емкости.

Указанная нелинейность характеристики вход — выход является определенным недостатком рассматриваемой схемы; однако в некоторых применениях повышенный коэффициент усиления в области малых выходных токов может оказаться полезным. В тех случаях, когда необходимый рабочий диапазон изменения тока нагрузки лежит выше величины $I_{н0}$ либо когда усилитель работает в релейном режиме (в том числе с непрерывным управлением за счет широтно-импульсной модуляции на частоте более низкой, чем частота питания), нелинейность характеристики вход — выход не имеет значения.

При втором способе управления (рис. 42,*в*) в случае чисто активной нагрузки ($\tau = 0$) величина тока $I_{н0}$ увеличивается примерно в 3 раза и для критического значения емкости $C = C_к$ составляет:

$$I_{н0} = \frac{I_{н.макс}(1-2\varepsilon)}{6}\left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\sqrt{3}}}\right) \approx 0{,}16 I_{н.макс}(1-2\varepsilon), \quad \varepsilon \leqslant 0{,}5.$$

Аналогичная величина при $\tau \gg \pi$ равна:

$$I_{н0} = \frac{I_{н.макс}(1-2\varepsilon)}{\sqrt{3}\left(\frac{3}{\pi} + \frac{\pi}{3}\right)} \approx 0{,}29 I_{н.макс}(1-2\varepsilon), \quad \varepsilon \leqslant 0{,}5.$$

Таким образом, при втором способе управления кратность изменения тока на «линейном» участке характеристики вход — выход снижается. Максимальное значение тока нагрузки не зависит от способа управления и по-прежнему определяется (132).

Характеристика вход — выход при втором способе управления для случая $\varepsilon = 0$ и $\tau \gg \pi$ приведена на рис. 43.

Рассмотрим условия работы тиристора в стационарном режиме. Среднее значение тока, протекающего через тиристор по-прежнему равно току нагрузки ($k_i = 1$). Мгновенное значение этого тока определяется уравнением (119), которое в режиме максимальной

отдачи ($I_н = I_{н.макс}$) и при критическом значении емкости ($\sigma = \sigma_к$) принимает вид:

$$\frac{\pi i_a R_н}{1{,}5\sqrt{3}E_{фm}} = \begin{cases} 1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta + 30), & 0° < \theta < 120°, \\ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta - 90), & 120° < \theta < 240°, \\ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta - 210), & 240° < \theta < 360°. \end{cases} \quad (133)$$

Из (133) вытекает, что коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в указанных условиях, равен:

$$k_ф = \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 1{,}18.$$

Анализ показывает, что наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре имеет место при управлении первым способом и удовлетворяет неравенству

$$U_{пр.макс} \leqslant 2E_{фm}.$$

13. Схема с шестипульсным питанием от трехфазной сети

Силовая цепь рассматриваемого реверсивного усилителя изображена на рис. 44,*а*. Так же как и в случае трехпульсной схемы, включение отключающей емкости является необходимым условием управляемости тиристора при любой величине постоянной времени нагрузки. Амплитуда емкостного тока при шестипульсном питании от источника синусоидального напряжения равна $I_{cm} = \omega C E_{лm} \cos 60° = 0{,}5\omega C E_{лm}$; при этом для чисто активной нагрузки ($\tau = 0$) критическая величина емкости определяется равенством

$$\sigma_к = \omega R_н C_к = \sqrt{3} \approx 1{,}73, \quad (134а)$$

а при $\tau \gg \pi$

$$\sigma_к = \omega R_н C_к = \frac{6}{\pi} \approx 1{,}92, \quad (134б)$$

т. е. в 2 раза превышает аналогичную величину для трехпульсной схемы.

Управление усилителем с шестипульсным питанием по рис. 44,*а* может осуществляться по крайней мере четырьмя способами. Первым будем называть способ, при котором угол отпирания изменяется в диапазоне $0° < \alpha < 360°$ относительно периода линейного напряжения; вторым — в диапазоне $0° < \alpha < 180°$ на каждом полупериоде; третьим — в диапазоне $0° < \alpha < 120°$ на каждой трети периода и наконец четвертым — в диапазоне $0° < \alpha < 60°$ на каждой

шестой периода. Наиболее целесообразными являются первые два способа управления; соответствующие временные диаграммы приведены на рис. 44,*б* и *в*.

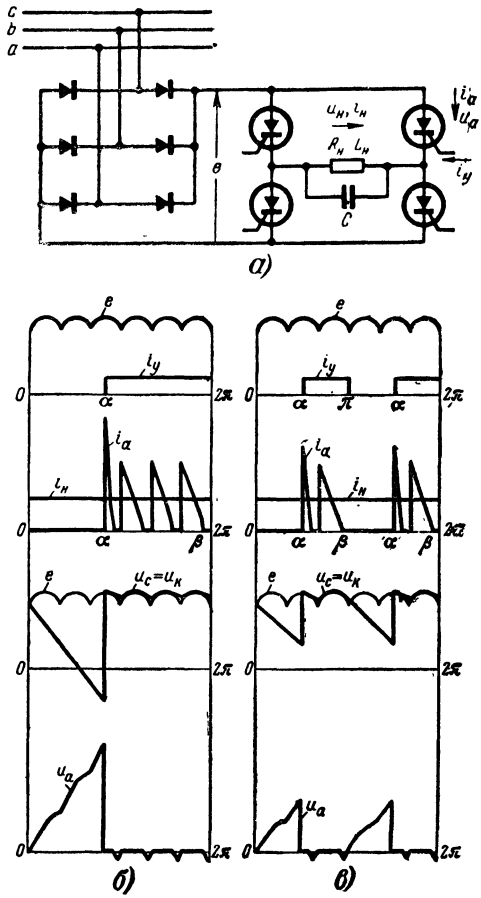


Рис. 44.
а — реверсивная схема с шестипульсным питанием; *б* — временные диаграммы при первом способе управления; *в* — то же при втором способе управления.

Независимо от способа управления и величины τ выходной ток усилителя в режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$) равен:

$$I_{н.макс}=\frac{3E_{лт}}{\pi R_н}\left(1-\frac{\pi}{3}\varepsilon\right), \qquad \varepsilon\leqslant\frac{\sqrt{3}}{2}. \tag{135}$$

При включении сигнала управления, соответствующего $\alpha = \alpha_{макс}$ *, ток нагрузки сразу принимает значение $I_н = I_н(\alpha_{макс}) = I_{н0}$, соизмеримое с величиной $I_{н.макс}$. Причина и характер указанного «скачка» тока на характеристике вход — выход те же, что и для рассмотренной выше трехпульсной схемы (см. § 12). Величина тока $I_{н0}$ возрастает при увеличении «номера» способа управления, постоянной времени нагрузки и отключающей емкости.

Когда постоянная времени нагрузки равна нулю ($\tau = 0$), получаем:

$$I_{н0} = \frac{\sigma E_{лm}\left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \varepsilon\right)}{\alpha_m R_н}\left(1 - e^{-\frac{\alpha_m}{\sigma}}\right), \qquad (136а)$$

когда $\tau \gg \pi$

$$I_{н0} = \frac{E_{лm}\left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \varepsilon\right)}{\left(1 + \frac{\alpha_m}{2\sigma}\right) R_н}, \qquad (136б)$$

где α_m — диапазон управления (для первого способа $\alpha_m = 2\pi$, для второго $\alpha_m = \pi$ и т. д.). Приведенные соотношения справедливы при $\varepsilon \geqslant \frac{\sqrt{3}}{2}$; когда $\varepsilon \geqslant \frac{\sqrt{3}}{2}$, величина $I_{н0} = 0$.

Например, при $\varepsilon = 0$ и критической емкости $\sigma = \sigma_к$ для первого способа управления $I_{н0} \approx 0{,}27 I_{н.макс}$ при $\tau = 0$ и $I_{н0} \approx 0{,}35 I_{н.макс}$ при $\tau \gg \pi$; для второго способа — $I_{н0} \approx 0{,}44 I_{н.макс}$ при $\tau = 0$ и $I_{н0} \approx 0{,}5 I_{н.макс}$ при $\tau \gg \pi$. Таким образом, отношение $I_{н0}/I_{н.макс}$ значительно превышает аналогичную величину для трехпульсной схемы.

В интервале $I_{н0} < I_н < I_{н.макс}$ характеристика вход — выход близка к линейной:

$$I_н = I_{н0} + (I_{н.макс} - I_{н0})\left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{макс}}\right). \qquad (137)$$

Все сказанное относительно реального характера зависимости $I_н = I_н(\alpha)$ в интервале $0 < I_н < I_{н0}$, а также практических следствий, вытекающих из нелинейности характеристики вход — выход применительно к трехпульсной схеме (см. § 12), остается справедливым для рассматриваемой схемы с шестипульсным питанием.

Рассмотрим условия работы тиристора в стационарном режиме. Среднее значение тока $i_а$ равно току нагрузки ($k_i = 1$). Мгновенное значение этого тока при $\tau \gg \pi$ определяется уравнением (119), которое в режиме максимальной отдачи ($I_н = I_{н.макс}$) и при критическом значении емкости принимает вид:

$$\frac{\pi i_а R_н}{3E_{лm}} = 1 + 2\cos(\theta + 60), \quad 0° < \theta < 60°. \qquad (138)$$

---

* Величина $\alpha_{макс}$ зависит от способа управления; для первого способа $\alpha_{макс} = 360°$, для второго $\alpha_{макс} = 180°$ и т. д.

Из приведенного уравнения следует, что коэффициент формы тока, протекающего через тиристор в указанных условиях, равен

$$k_{\Phi} = \sqrt{3 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi}} \approx 1{,}16.$$

Наибольшая величина прямого напряжения на тиристоре не превышает удвоенной амплитуды линейного напряжения питания $U_{\text{пр.макс}} \leqslant 2E_{\text{л}m}$.

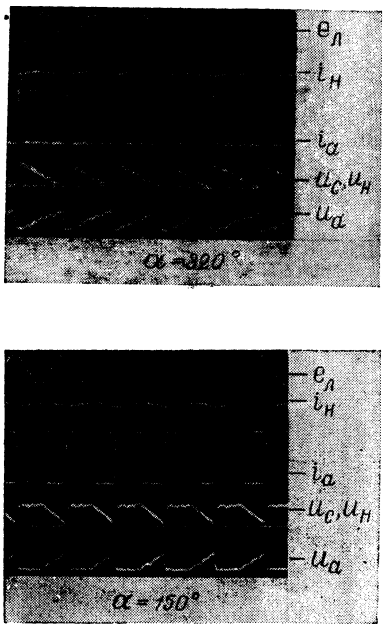
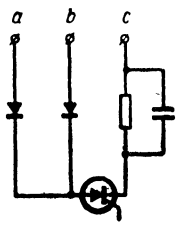
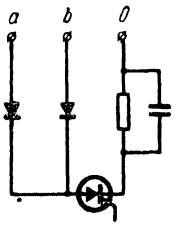


Рис. 45. Осциллограммы изменения переменных в схеме рис. 44 при первом способе управления.

Экспериментальные осциллограммы изменения переменных в рассматриваемой схеме для первого способа управления приведены на рис. 45.

14. Сравнительная оценка схем с питанием выпрямленным напряжением

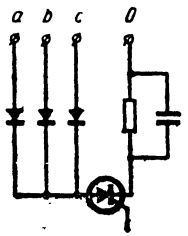
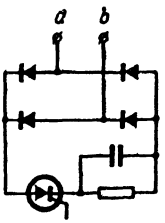
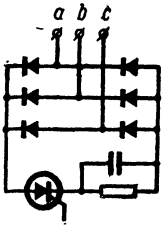
Ряд основных показателей рассмотренных выше схем для двух крайних значений постоянной времени нагрузки ($\tau=0$ и $\tau=\infty$) сведен в табл. 2. В таблице приведены относительные величины выходного напряжения $U_{\text{н.макс}}$ (первая строка) и выходной мощ-

Схемы				
$\tau = \frac{\omega L_н}{R_н}$	0	∞	0	∞
$U_{н.макс} \Big/ \frac{2}{\pi} E_{лm}$	0,54	0,5	0,75	0,5
$P_{н.макс} \Big/ \frac{4E_{лm}^2}{\pi^2 R_н}$	0,29	0,25	0,56	0,25
$\frac{C_к}{P_{н.макс}} \Big/ \frac{1}{4fE_{лm}^2}$	0	3,46	0	2
$C_к R_н \Big/ \frac{1}{\pi^2 f}$	0	0,866	0	0,5

ности $P_{н.макс}$ (вторая строка) в режиме максимальной отдачи, а также относительная величина отключающей емкости $C_к$, приходящаяся на единицу выходной мощности (третья строка) и на единицу активной проводимости нагрузки (последняя строка). В качестве базисных значений приняты значения указанных величин для схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети.

Схемы с двухпульсным питанием от трехфазной сети имеют минимальные значения $U_{н.макс}$, $P_{н.макс}$. Однако основным преимуществом этих схем является малое число элементов и в первую очередь возможность построения реверсивного усилителя всего лишь на двух управляемых вентилях без дифференциального трансформатора (рис. 31). Кроме того, в тех случаях, когда постоянная времени нагрузки не превышает критического значения ($\tau < \tau_к$), указанные схемы могут работать без отключающей емкости; при этом имеет место режим прерывистого тока, и длительность переходных процессов не превышает периода частоты питания как при работе одного плеча, так и при реверсе для любого значения $\tau < \tau_к$.

Таблица 2

					
0	∞	0	∞	0	∞
0,75	0,75	1	1	1,5	1,5
0,56	0,56	1	1	2,25	2,25
1,61	2,66	0	1	1,21	1,33
0,905	1,5	0	1	2,72	3

Таким образом, при $\tau < \tau_к$ обеспечивается практически безынерционное управление активно-индуктивной нагрузкой, что является весьма ценным свойством указанных схем.

Сравнивая между собой два варианта схем с двухпульсным питанием от трехфазной сети, можно отметить следующее. При $\tau \gg \pi$ оба варианта обеспечивают одинаковые значения выходного напряжения и мощности. Преимуществами схемы с нулевым проводом являются лучшее использование управляемого вентиля по напряжению и меньшая величина пульсаций. Однако второй вариант схемы (без нулевого провода) в случае чисто активной нагрузки обеспечивает почти в 2 раза большую выходную мощность, при $\tau \gg \pi$ требует существенно меньшей величины отключающей емкости и характеризуется примерно в 3 раза большей величиной критической постоянной времени нагрузки.

Существенным недостатком схем с двухпульсным питанием от трехфазной сети являются неравномерная загрузка фаз и также относительно высокое значение отключающей емкости на единицу выходной мощности. Поэтому применение указанных схем ограни-

чивается сравнительно небольшими мощностями и особенно целесообразно в случае «малых» постоянных времени нагрузки $\tau < \tau_к$, когда можно исключить отключающую емкость.

С целью лучшего использования трехфазной сети и повышения выходного напряжения (мощности) усилителя, в особенности при активно-индуктивной нагрузке с «большой» постоянной времени ($\tau \gg \pi$), можно использовать схему с трехпульсным питанием (при $\tau=0$ трехпульсная схема и схема с двухпульсным питанием без нулевого провода обеспечивают одинаковые значения $U_{н.макс}$, $P_{н.макс}$).

Трехпульсная схема также позволяет построить бестрансформаторную схему реверсивного усилителя только на двух управляемых вентилях (рис. 41,*а*).

Схема с двухпульсным питанием от однофазной сети отличается сравнительно хорошим использованием управляемого вентиля и имеет минимальную величину отключающей емкости на единицу выходной мощности. Однако в данном случае для реализации реверсивного усилителя на двух тиристорах необходим дифференциальный трансформатор (либо автотрансформатор) (рис. 21,*б*), что приводит к существенному увеличению габарита (веса) устройства. Для построения реверсивного усилителя без силового трансформатора необходимы четыре тиристора, что соответственно усложняет схему управления.

Наилучшее использование трехфазного источника питания и управляемых вентилей и наибольшее значение выходного напряжения (мощности) достигается в схеме с шестипульсным питанием. При этом величина отключающей емкости, приходящаяся на единицу выходной мощности, возрастает всего лишь на 33% по сравнению с аналогичной величиной для схемы с двухпульсным питанием от однофазной сети. Однако при шестипульсном питании реверсивный усилитель может быть выполнен только по мостовой схеме, т. е. для его реализации требуется минимум четыре тиристора (рис. 44,*а*).

Основным недостатком рассмотренных схем с емкостным запиранием является существенное ухудшение (увеличение) коэффициента формы тока, потребляемого от сети и протекающего через тиристор при промежуточных значениях угла отпирания. Однако указанный недостаток в значительной степени устраняется в том случае, когда усилитель работает в релейном режиме, т. е. когда сигнал управления принимает только два крайних значения, соответствующих либо режиму холостого хода, либо режиму максимальной отдачи силовой цепи. Выше было показано, что величина коэффициента формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи, для всех рассмотренных схем с питанием выпрямленным напряжением и емкостным запиранием меньше, чем аналогичная величина для обычных двухпульсных, трехпульсных и шестипульсных схем, в которых ток через тиристор протекает в течение $^1/_2$ или $^1/_3$ периода. Например, для схемы с шестипульсным питанием (рис. 44,*а*) величина коэффициента формы тока, протекающего через тиристор в режиме максимальной отдачи при $\tau \gg \pi$, равна $k_ф \approx 1{,}16$, в то время как для шестипульсных схем по рис. 13 аналогичная величина равна $k_ф \approx 1{,}73$ [составляющая потерь в тиристоре, обусловленная дифференциальным сопротивлением

прямой вольт-амперной характеристики, пропорциональна квадрату коэффициента формы [формула (10)].

Преимущество релейного режима работы заключается также и в том, что амплитуда прямого напряжения на тиристоре в схемах с емкостным запиранием при промежуточных значениях угла отпирания значительно превышает аналогичную величину в режиме холостого хода (см., например, рис. 28,*а*).

Таким образом релейный режим работы рассмотренных схем с емкостным запиранием позволяет существенно улучшить условия работы тиристоров.

Релейный режим работы не исключает возможности использования усилителя для целей непрерывного управления нагрузкой; последнее достигается, например, за счет управления тиристором от широтно-импульсного модулятора, работающего на частоте, на один-два порядка меньшей частоты питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. I, Госэнергоиздат, 1951; ч. II, Госэнергоиздат, 1955; ч. III, Госэнергоиздат, 1956.

2. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1958.

3. Булгаков А. А., Основы динамики управляемых вентильных систем, изд-во АН СССР, 1963.

4. Полупроводниковые управляемые вентили, Сборник переводных статей под ред. проф. В. Г. Комара и к. т. н. В. А. Лабунцова, Госэнергоиздат, 1962.

5. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Полупроводниковые управляемые вентили, под ред. Чиликина М. Г., изд-во «Энергия», 1964.

6. Конев Ю. И., Полупроводниковые триоды в автоматике, изд-во «Советское радио», 1960.

7. Розенблат М. А., Магнитные усилители с самонасыщением, Госэнергоиздат, 1963.

8. Липман Р. А., Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.

9. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением, Сборник переводных статей под ред. С. А. Гарянинова, Госэнергоиздат, 1962.

10. Шипилло В. П., Системы сеточного управления ртутными выпрямителями для автоматических электроприводов, Госэнергоиздат, 1961.

11. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, Госэнергоиздат, 1960.

12. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Основы электротехники, ч. I, Госэнергоиздат, 1955.

13. Технические условия на изготовление и поставку силовых кремниевых управляемых вентилей серии ВКУ и ВКУВ.

14. Доброхотов Н. Г., Полупроводниковые *p-n-p-n* переключатели, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 7, изд-во. «Советское радио», 1961.

15. Найдис В. А., Управляемые кремниевые вентили и их применение в схемах электропривода (обзор), «Электричество», 1960, № 6.

16. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Усилители постоянного тока на управляемых диодах с двухполупериодным питанием, «Электричество», 1962, № 10.

17. Вешеневский С. Н., Замараев Б. С., Солодухо Я. Ю., Силовые кремниевые управляемые вентили и их применение в электроприводе, ГОСИНТИ, 26-63-62/2, 1963.

18. Найдис В. А., Лебедев А. М., Новиков В. В., Регулируемый электропривод постоянного тока с управляемыми полупроводниковыми вентилями, «Электричество», 1962, № 11.

19. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Устройство для регулирования напряжения на индуктивно-активной нагрузке постоянного тока, Авторское свидетельство № 149459. Бюллетень изобретений, 1962, № 16.

20. Управляемые кремниевые выпрямители фирм Броун-Бовери и АЭГ, Реферативный сборник, ЦИНТИ, 1962.

21. Колесников В. М., Новые схемы питания шагового двигателя, ЦИТЭИН, № А-61-43/6, 1961.

22. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Применение управляемых диодов в схемах электропривода переменного тока, ГОСИНТИ, вып. Э-62-41/17, 1962.

23. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Реверсивный двухтактный усилитель на полупроводниковых управляемых диодах, Авторское свидетельство № 148439, Бюллетень изобретений, 1962, № 13.

24. Каролл Дж., Новые схемы на полупроводниковых приборах, Издательство иностранной литературы, 1961.

25. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Реверсивный усилитель, Авторское свидетельство № 154884, Бюллетень изобретений, 1963, № 12.

26. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Упрощенные схемы усилителей постоянного тока при активно-индуктивной нагрузке, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, вып. 11, изд-во «Советское радио», 1964.

27. Иванчук Б. Н,. Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Устройство для нереверсивного управления трехфазным асинхронным электродвигателем, Авторское свидетельство № 153330, Бюллетень изобретений, 1963, № 5.

28. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Трехфазный усилитель, Авторское свидетельство № 153732, Бюллетень изобретений, 1963, № 5.

29. Бабат Г. И., Схема с нулевым управляемым вентилем, Авторское свидетельство № 41072.

30. Бабат Г. И., Регулируемый выпрямитель с применением управляемых ионных ламп, Авторское свидетельство № 41068.

31. Шипилло, Сирица В. В., Булатов О. Г., Электромагнитные процессы в быстродействующем реверсивном ионном преобразователе, Госэргоиздат, 1963.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Ниже приводится список некоторых книг серии «Библиотека по автоматике», из плана 1965 г. Начиная с сентября 1964 г. книжные магазины принимают заказы на книги, выходящие в 1965 г. Цены в списке приведены предварительные. Издательство «Энергия» заказов на книги не принимает.

Бондаренко П. С., Автоматизация систем поточного транспорта, 40 коп.

Вершин В. Е., Быстродействующие диодные переключатели, 35 коп.

Глазенко Т. А., Применение импульсных полупроводниковых усилителей для управления электроприводами, 50 коп.

Казанский В. М. и Основич Л. Д., Малоинерционные двигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре, 30 коп.

Квартальнов Б. В., Динамика автоматизированных электроприводов с упругими механическими связями, 25 коп.

Кочубиевский И. Д. и Стражмейстер В. А., Динамическое моделирование нагрузок при испытании автоматических систем, 40 коп.

Миловзоров В. И., Бесконтактное регулирование скорости электрических исполнительных устройств, 35 коп.

Нежданов И. В. и Уан-Зо Ли Б. Л., Инверторы на тиристорах, 35 коп.

Сандлер А. С. и Сарбатов Р. С., Электроприводы с полупроводниковым управлением. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями, 30 коп.

Сандлер А. С. и Сарбатов Р. С., Частотное управление асинхронными двигателями, 25 коп.

Столяров И. М., Магнитные усилители с полупроводниковыми и магнитными ключами, 80 коп.

Тищенко Н. М. и Малышкин В. Г., Тиристоры и переключающие диоды и их применение в автоматике, 35 коп.

Шипилло В. П. и Булатов О. Г., Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями, 35 коп.

* *
*